RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

6. JAHRGANG 23 DEZEMBER 1957



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

AUS DEM INHALT

Titelbild:

In der Fernsehreparaturwerkstatt der Produktionsgenossenschaft des Handwerks „Radio und Fernsehen" in Sangerhausen. S. a. S. 727. Aufnahme: Krüger

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 011448
Verlagsdirektor: Walter Franze

Radio und Fernsehen
Chefredakteur: Peter Schäffer
Fachredaktion: Ing. Giselher Kuckelt
Lizenznummer: 5227

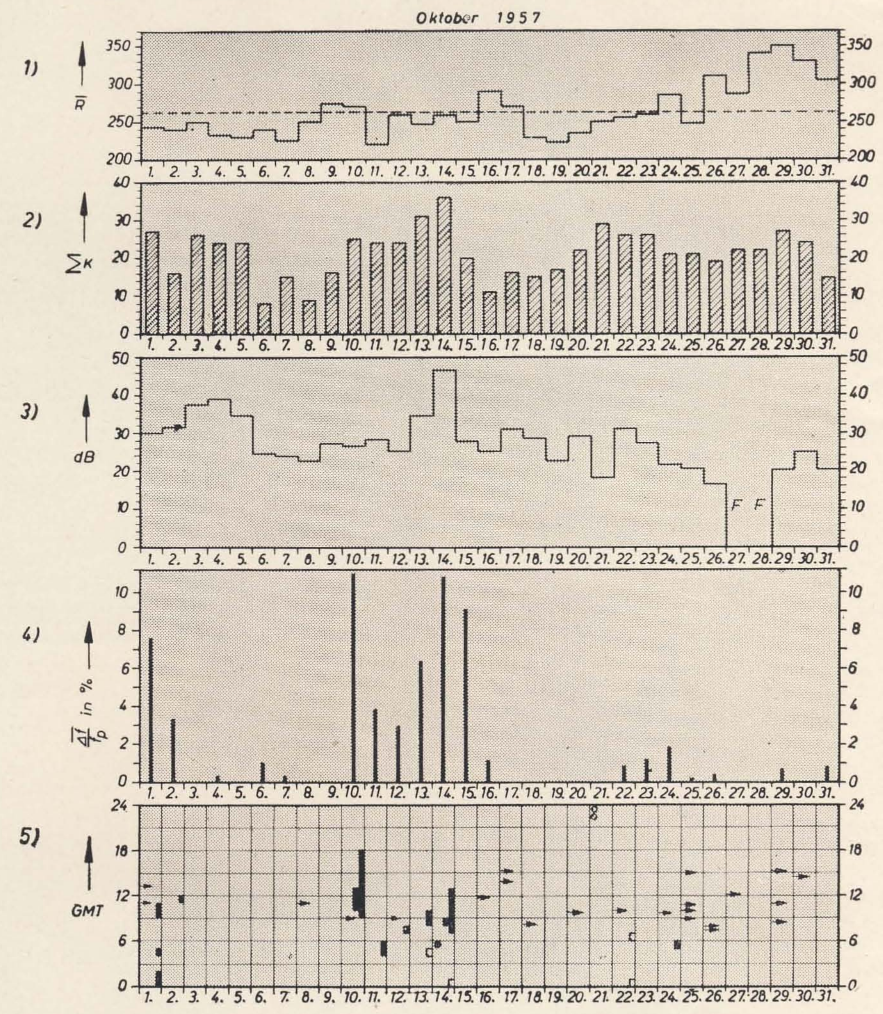
Anzeigenannahme: Verlag DIE WIRTSCHAFT und alle Filialen der DEWAG, z. Z. gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei III, Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,– DM

Die KW-Ausbreitung im Okt. 1957 und Vorschau für Dez. 1957

Herausgegeben v. Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



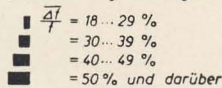
1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)

2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)

3) Mittagsdämpfung auf 3,18 MHz
F = Streuecho

4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\Delta f = f_p - f_m$ für $f_p < f_m$ $\Delta f = 0$
f_p = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz

5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen) bezogen auf den vorhergesagten Wert



$\frac{\Delta f}{f}$ = 18 ··· 29 %
= 30 ··· 39 %
= 40 ··· 49 %
= 50 % und darüber

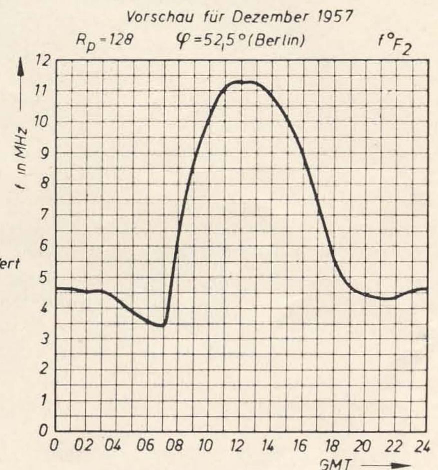
→ Mögel – Dellinger – Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)

o plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes

▯ Streuecho

Vorschau für Dezember 1957

R_p = 128 φ = 52,5° (Berlin) f^oF_2



Achtung! *Wir bitten um Meinungen unserer Leser zur Veröffentlichung des vom Heinrich-Hertz-Institut zur Verfügung gestellten Materials über die KW-Ausbreitung. Sollte kein Bedarf für ein weiteres Erscheinen dieser Unterlagen vorliegen, werden wir im nächsten Jahr auf ihre Veröffentlichung verzichten.* Die Redaktion

Bestellungen nehmen entgegen

für die Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin, und die Beauftragten der Zentralen Zeitschriftenwerbung
für die Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter; der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Für das Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Petschatni proizvedenia, Sofia, Légué 6
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, P. O. B. 50 und Hsin Hua Bookstore, Peking, P. O. B. 329
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: C. L. D. C. Baza Carte, Bukarest, Cal Mosilor 62–68
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Postovy urad 2
UdSSR: Die städtischen Abteilungen »Sojuspechatj«, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: »Kultura« Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

RADIO UND FERNSEHEN

1. DEZEMBERHEFT 6. JAHRGANG **23** 1957

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

Transistortagung in Gera

Am 9. und 10. Oktober 1957 fand in Gera eine weitere Transistortagung statt, die gemeinsam vom Fachausschuß 11 „Funk- und Fernsehtechnik" und dem Fachausschuß 12 „Bauelemente der Nachrichtentechnik" der Kammer der Technik in Zusammenarbeit mit dem Fachverband Elektrotechnik des Bezirks Gera veranstaltet wurde.
Nach Begrüßung der rund 110 Teilnehmer durch den Vorsitzenden des Fachausschusses 11, Ing. Karl Otto, Berlin, und den Vorsitzenden des Fachverbandes Elektrotechnik, Bezirk Gera, Dipl.-Ing. Günther, Jena, wurde die Fachtagung durch ein einleitendes Referat des Vorsitzenden des Fachausschusses 12, Nationalpreisträger Dr. Falter, Schöneiche b. Berlin, eröffnet. Dr. Falter führte im einzelnen aus:
Die Entwicklung in aller Welt und damit auch in der DDR, ging vom Niederfrequenztransistor zum Leistungstransistor, parallel dazu lief die Entwicklung des Hochfrequenztransistors. Dies liegt einmal daran, daß in dieser Reihenfolge schaltungstechnisch gewisse Vorteile erreicht werden und andererseits daran, daß in dieser Reihenfolge die Schwierigkeiten der Herstellung von Transistoren wesentlich ansteigen. Für die nächste Zeit werden wir uns in der DDR beim Leistungstransistor hauptsächlich mit der Kleinsignalverstärkung befassen, bei der eines der wichtigsten Probleme die Stabilisierung des Arbeitspunktes gegenüber Exemplarstreuungen und Temperatureinflüssen ist. Vor allem dieses Problem war die Thematik dieser Tagung. Auf späteren Tagungen sollen dann andere Teilprobleme der Transistortechnik, beispielsweise das Rauschen oder das komplexe Verhalten der Transistorparameter, behandelt werden. Die meisten der heute produzierten Transistoren sind Legierungstransistoren, deren Grenzfrequenzen normalerweise zwischen 500 kHz und 1 MHz liegen. Durch besondere Maßnahmen werden Grenzfrequenzen von 10 MHz erreicht. 500 MHz werden mit den Diffusionstransistoren erreicht, wobei sich hier der Ausdruck „Diffusionstransistor" auf den technologischen Vorgang bezieht. Die Hochfrequenztransistoren sind jedoch wegen ihrer derzeit außerordentlich hohen Preise wirtschaftlich noch nicht tragbar.
Nach dieser Einleitung folgten die einzelnen Referate, von denen nachstehend eine kurze Inhaltsangabe wiedergegeben werden soll.
In den auf die Referate folgenden Diskussionen wurde der jeweils gebotene Stoff vertieft, wobei seitens der Verbraucher die Forderung nach Erweiterung der Typenzahl zu höheren Leistungen und nach Einengung der Kenndatenstreuung erhoben wurde.

Dr. Lunze, VEB WBN, Teltow:

Berechnungsmethoden zur Stabilisierung von Transistorschaltungen gegen Temperatureinflüsse

Aus den statischen Kennlinienfeldern für Transistoren ist zu entnehmen, daß die Änderungen von I_{co} bei Temperaturänderung nicht nur die Kennlinien verschieben, sondern auch deren Steigungen verändern, d. h. die Parameter der Vierpolersatzschaltung sind Funktionen der Temperatur. Durch Gegenkopplungsschaltungen kann dieser Einfluß mindestens eingeschränkt werden. Die Berechnungsmethode für solche Schaltungen wird sehr einfach, wenn Parameteränderungen untergeordneter Bedeutung unberücksichtigt bleiben. Nach einer allgemeinen Berechnungsmethode mit Hilfe der Vierpolbetrachtung wurden mit Hilfe eines stark vereinfachten Ersatzschaltbildes einzelne Stabilisierungsschaltungen unter Einführung des von Shea angegebenen Stabilisierungsfaktors durchgerechnet. Die starke Vereinfachung wird durch Einführen weiterer Größen in das Ersatzschaltbild aufgehoben. Die Güte einer Stabilisierungsschaltung muß auch die Signalverstärkung einschließen. Für Gleichstromverstärker wurde ein Quotient eingeführt, der ein Empfindlichkeitsmaß darstellt und der nur eine Funktion der Schaltungsparameter ist. Schließlich wurde die Stabilisierung mit Hilfe nichtlinearer Elemente behandelt und einige Meßergebnisse wiedergegeben.

Ing. Rosenberg, VEB Intron, Leipzig:

Transistorendstufen in Verstärkern

Es ist zweckmäßig, zwischen Endstufen und Vorstufen zu unterscheiden. Während bei Vorstufen eine rein rechnerische Behandlung möglich ist, müssen Endstufen teils grafisch an Hand der Kennlinie, teils rechnerisch dimensioniert werden. An einer Endstufe in A-Schaltung wurde das Verhalten des Klirrfaktors und der Einfluß des Arbeitswiderstandes allgemein untersucht. Der Transistor weist im Kurzschluß den geringsten Klirrfaktor auf, weil hier nur die Nichtlinearität von h'_{21} Verzerrungen verursacht. Es wird deshalb in Kurzschlußnähe ($R_a \ll r_{22}$) gearbeitet. Der Arbeitspunkt muß somit bei relativ hohen Kollektorströmen und entsprechend kleinen Kollektorspannungen liegen. Der Arbeitswiderstand ergibt sich bei einem bestimmten Arbeitspunkt aus der Bedingung Stromaussteuerung = Spannungsaussteuerung. Bei einem günstig gewählten Arbeitspunkt wird der in A-Schaltung maximal erreichbare Wirkungsgrad von 50% auch praktisch mit nur einigen % Klirrgrad erreicht. Eingangsverzerrungen werden durch die Nichtlinearität des Eingangswiderstandes verursacht. Durch stromrichtige Einspeisung können diese vermieden werden.
Abschließend wurde auf die Stabilisierung der Endstufen eingegangen und gezeigt, daß bei entsprechenden Maßnahmen der Arbeitspunkt temperaturunabhängiger wird.

Dipl.-Ing. Schneider, VEB Funkwerk Dresden:

Probleme bei Gegentaktendstufen mit Transistoren

Es wurde eine Gegentaktendstufe in B-Schaltung mit einer maximalen Ausgangsleistung von 30 mW beschrieben und die Stabilität der Schaltung bei Änderung der Umgebungstemperatur und den üblichen Kenndatenstreuungen der Transistoren untersucht. Der Arbeitspunkt der Transistoren muß so stabilisiert sein, daß 1. bei ansteigenden Umgebungstemperaturen die Transistoren nicht geschädigt werden und 2. im zugelassenen Temperaturbereich und bei Transistorwechsel keine Verzerrungen auftreten. Dazu muß der Arbeitspunkt mit der Temperatur verschoben und eine Gegenkopplung angewendet werden. Die Abhängigkeit der wichtigsten Vierpolgrößen von der Tempera-

tur wurde erläutert. Die Verstärkung der Endstufe nimmt mit der Temperatur zu. Um diesem Verstärkungsanstieg entgegenzuwirken, liegt im Gegenkopplungszweig ein NTC-Widerstand. Die Treiberstufe wird durch einen NTC-Widerstand so stabilisiert, daß die Verstärkung mit steigender Temperatur abnimmt. Für die Gegentaktendstufe müssen Transistorpaare ausgesucht werden, deren Kollektorgleichströme nur um $\pm$ 10% voneinander abweichen. Durch einen Widerstand entsprechender Größe im Basiskreis muß ein bestimmter Ruhestrom eingestellt werden, um Verzerrungen durch den unteren Kennlinienknick zu vermeiden. Die Temperaturkompensation des Arbeitspunktes in der Endstufe erfolgt durch einen NTC-Widerstand im Basiskreis bis etwa 55° C ausreichend.

Ing. R. Kutschbach, VEB Elektronische Rechenmaschinen, Karl-Marx-Stadt:

Spezielle elektronische Zählschaltungen mit Transistoren

Auf Grund der Kennlinie des Transistors bestehen zwei Möglichkeiten für Multivibratoren, nämlich den leitenden Transistor im Kennlinienbereich oder im Kniespannungsbereich zu betreiben. Erstere schaltet aus, da hier die Transistor-Exemplarstreuungen enorme Frequenzunterschiede ergeben würden und die Ausgangsspannung sehr unstabil wäre. Die andere Art schwingt schwer an, da im Moment des Einschaltens beide Transistoren leitend sein können. Durch einen gemeinsamen Emitterwiderstand kann dies vermieden werden. Transistormultivibratoren nach der letzten Ausführung sind sehr frequenzstabil. Mit dem OC 811 lassen sich max. 50 kHz und mit dem OC 813 bis 200 kHz erreichen.
Transistor-Flip-Flop-Schaltungen, also bistabile Schaltkreise, sind auch mit zwei Flächentransistoren zu realisieren. Der Arbeitspunkt für den leitenden Zustand kann entweder durch Gegenkopplung im Kennlinienbereich oder durch Betrieb im Kniespannungsbereich stabilisiert werden. Im Kniespannungsbereich sind möglichst Exemplare mit gleichem α zu verwenden. Diese Schaltungsart liefert einen sehr hohen Spannungssprung am Kollektor und gestattet, auf einen zusätzlichen Emitterwiderstand zu verzichten. Die Basisspannung des nichtleitenden Transistors wird nie positiv und wird auf sehr kleinen negativen Werten gehalten, da das Kniespannungspotential des Transistors noch über einen Spannungsteiler geteilt wird. Derartige Schaltungen benötigen kräftige, nicht zu kurze Eingangsimpulse. Das Auflösungsvermögen ist nicht sehr gut.
Arbeitet der leitende Transistor im Kennlinienbereich, machen sich die α-Streuungen stark bemerkbar. Durch Gegenkopplung über einen gemeinsamen Emitterwiderstand lassen sich die Arbeitspunktstreuungen, auch mathematisch nachweisbar, stark verringern. Werden die Impulse über Dioden an beide Basisanschlüsse oder über einen Impulstrafo an beide Emitteranschlüsse gelegt, lassen sich mit dem OC 811 Grenzfrequenzen von über 100 kHz erreichen. Schwierigkeiten bestehen teilweise noch darin, daß eine Stufe die folgende nicht zuverlässig schaltet.
Eine dezimale Zählereinheit mit Flip-Flop-Schaltungen der ersten Art wurde beschrieben und der Musteraufbau eines solchen Zählers gezeigt. Anschließend wurde eine Schmitt-Trigger-Schaltung mit zwei OC 811 angegeben, die bis 50 kHz einwandfrei ab 0,5 V auslöst und noch darauf hingewiesen, wie einfach sich mit Transistoren Torschaltungen, also logische Und-Schaltungen, aufbauen lassen.
Zum Abschluß wurde ein Vergleich zur Röhrenschaltung gezogen und festgestellt, daß Transistorschaltungen dieser Art etwa 2% der Leistung und etwa 5% der Größe von Röhrenschaltungen gleicher Art benötigen!

Dr.-Ing. Leberwurst, IPF, Dresden

Der Transistor als elektronischer Kontakt

Bei Verwendung von Halbleiterdioden als Schalter ist die Steuerleistung größer als die gesteuerte Leistung. Dieser Nachteil wird durch Anwendung von Transistoren als Schalter beseitigt. Auch Transistoren benötigen eine Dauererregung. Günstiger ist jedoch eine Steuerung durch positive und negative Impulse, wobei die negative Kennlinie besonderer Transistorenschaltungen ausgenutzt wird. Durch kurze positive oder negative Schaltimpulse wird dabei der Arbeitspunkt auf der Kennlinie verschoben. Die benötigte negative Kennlinie, die Lichtbogencharakter haben muß, kann mit Spitzentransistoren ($\alpha > 1$) einfach erzeugt werden. Um jedoch die bekannten Nachteile der Spitzentransistoren zu vermeiden, werden Schaltungen mit Flächentransistoren angewendet, die ähnliche Kennlinien ergeben. Am besten geeignet wäre der p-n-p-n-Transistor, dessen α ebenfalls > 1 ist. Da dieser Transistortyp noch nicht greifbar ist, wurden Kombinationen von n-p-n- und p-n-p-Transistoren verwendet, deren Basisanschlüsse miteinander gekoppelt wurden. Der Verlauf der Kennlinie der Kombination wurde mathematisch behandelt. Dazu wurde ein Ersatzschaltbild benutzt, in dem die Transistor-Ersatzwiderstände und die Schaltungselemente getrennt zusammengefaßt sind. Die Kennlinie wird dabei in drei Anteile unterteilt: Sperrgebiet, Transitionsgebiet und Sättigungsgebiet. Für die Berechnung werden die Parameter in jedem Kennlinienabschnitt konstant gehalten, jedoch haben sie in den drei Kennliniengebieten verschiedene Größen. Die Wirkungsweise einer p-n-p-n-p-n-Kombination wurde eingehend erläutert. Nach Einführung aller zulässigen Vereinfachungen ergeben sich für die Kennlinienabschnitte und die Eckpunkte verhältnismäßig einfache Formeln. Die Meßergebnisse bestätigen weitestgehend deren Richtigkeit.

Ing. Berkling, VEB Fernmeldewerk Leipzig;

Trägerfrequenz-Leitungsverstärker mit Transistoren

Von den Forderungen ausgehend, die an einen TF-Leitungsverstärker gestellt werden müssen, wurde über einen Transistorverstärker für ein 3-Kanal-Trägerfrequenzgerät berichtet. Um eine möglichst große Klirrdämpfung zu erzielen, war die Einführung einer entsprechend dimensionierten Gegenkopplung über alle Stufen notwendig. Die Stabilität einer derartigen Transistorschaltung, die sich im Verlauf des $\mathfrak{KV}$-Vektors widerspiegelt, kann unter Verwendung von phasenkorrigierenden Netzwerken auf ein befriedigendes Maß gebracht werden. Im ausgeführten Beispiel wurde eine Gegenkopplung von 3 N über 4 Stufen realisiert. Durch geeignete Temperaturstabilisierung wurden die geforderten Toleranzen in bezug auf Frequenzgang, Scheinwiderstände, Klirrdämpfung usw. im Temperaturbereich von $-10°$ C bis $+40°$ C eingehalten.

Ing. Hüfner, VEB Fernmeldewerk Leipzig:

Frequenzstabile Oszillatoren mit Transistoren in der Trägerfrequenztechnik

An Trägeroszillatoren für die TF-Technik werden in bezug auf Frequenz- und Amplitudenkonstanz außerordentlich hohe Forderungen gestellt, welche am besten durch den Meacham-Oszillator erfüllt werden. Nach einer eingehenden Beschreibung des Meacham-Oszillators wurde auf die Verwendungsmöglichkeit von Transistoren in dieser Schaltung eingegangen. Hier ist die Emitterschaltung am günstigsten. In der Brücke werden wegen des hohen Leistungsbedarfs und der großen Wärmeträgheit von Heißleitern zwei gegeneinander geschaltete Ge-Dioden verwendet. Mit Anpassungsübertragern wird ein güteverbessernder Faktor von rund 8 erreicht. Der Temperaturgang der Dioden wird durch Miniaturheißleiter weitestgehend kompensiert.
In der beschriebenen Schaltung wird bei Betriebsspannungsschwankungen um $\pm$ 10% eine Amplitudenkonstanz von 2 bis 3% erreicht. Die Frequenzkonstanz ist besser als $1 \cdot 10^{-5}$. Für noch höhere Forderungen ist es vorteilhaft, den Anpassungsübertrager durch eine Transistor-Kollektorstufe zu ersetzen. Eine theoretisch mögliche weitere Erhöhung der Frequenzkonstanz durch Hinzufügen weiterer Verstärkerstufen ist wegen des komplexen Verhaltens der Transistoren unzweckmäßig, da Unstabilitäten auftreten, so daß in der Praxis nicht mehr als zwei Transistorstufen verwendet werden können.

*

Von einer Inhaltsangabe des Vortrages von Herrn Ing. Müller wurde hier abgesehen, da das Wichtigste dieses Vortrages in dem Beitrag von Karl Otto und Horst Müller „Transistor-Niederfrequenzverstärker“ in RADIO UND FERNSEHEN, Nr. 21 (1957), S. 658 und Nr. 23 (1957), S. 728 enthalten ist.

M. EBERT

Die Vertikalablenkstufe (1)

Ausgehend von dem Prinzip der magnetischen Ablenkung und einigen Schaltungsmöglichkeiten soll auf die Arbeitsweise, Dimensionierung und Impulsbelastung der Vertikalendstufe eingegangen werden. Die theoretischen Abhandlungen sind so eingefügt, daß auch dem Praktiker durch Übergehen der mathematischen Abhandlungen die Möglichkeit gegeben ist, sich mit diesem interessanten Gebiet der Fernsehtechnik vertraut zu machen.
Auf Grund der rasch voranschreitenden Entwicklung und der in vielen Variationen bekannten Ablenkschaltungen erhebt der folgende Beitrag keinesfalls den Anspruch, vollständig zu sein.

Die möglichen Verfahren zur Ablenkung

In der Fernsehtechnik schreibt man auf der Fernsehbildröhre normenmäßig bedingt ein Raster im Seitenverhältnis 4:3 (Bild 1). Dabei sind die Ablenkfrequenzen für die X-Richtungen mit 15625 Hz und für die Y-Richtung mit 50 Hz festgelegt. Man unterscheidet zwischen der Vertikalablenkung (auch Y- oder Bildablenkung genannt) und der, zur ersten im Winkel

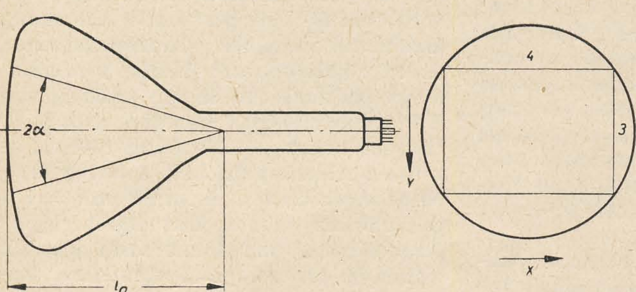


Bild 1: In der Bildröhre wird vom Elektronenstrahl ein Raster geschrieben

von 90° stehenden Horizontalablenkung (auch X- oder Zeilenablenkung genannt). Beide unterscheiden sich erheblich in Bezug auf die Ablenkfrequenzen, sie verhalten sich wie

$$\frac{f_B}{f_z} = \frac{50\ \text{Hz}}{15625\ \text{Hz}} = \frac{1}{312{,}5}, \qquad (1)$$

so daß hieraus für die elektromagnetische Ablenkung der X- und Y-Richtung vollkommen verschiedene Arbeitsweisen resultieren. Bevor diese Unterschiede erläutert werden, sollen die hauptsächlichsten Vor- und Nachteile der elektrostatischen und der elektromagnetischen Ablenkung besprochen werden, damit die ausschließliche Verwendung der elektromagnetischen Ablenkung im Fernsehempfänger begründet und eingesehen werden kann.

Die elektrostatische Ablenkung (im weiteren Text nur noch als statische Ablenkung bezeichnet) wird durch Anlegen einer Spannung an zwei parallel im Abstand a zueinanderstehenden Ablenkplatten im Inneren einer Katodenstrahlröhre ermöglicht (Bild 2 und 3). Erreicht ein Elektron, aus der Katode kommend, das statische Feld zwischen zwei Ablenkplatten mit der Geschwindigkeit v_0, so unterliegt es im weiteren Flug der anziehenden Wirkung der positiv geladenen Platte und wird dahin abgelenkt (Bild 3). Das Elektron durchfliegt also vom Punkt A bis Punkt B eine Spannungsdifferenz, so daß eine Geschwindigkeitszunahme durch die ablenkende Kraft zu verzeichnen ist. Das Elektron beschreibt die Bahn einer Wurfparabel. Ab Punkt B wird die Beschleunigung Null, somit bleibt auch die jetzige Geschwindigkeit v_2 nach Austritt aus dem statischen Feld konstant.

Aus Bild 3 ist ebenfalls ersichtlich, daß die Auslenkung a von der Länge l des elektrischen Feldes und vom Abstand a abhängt. Je größer l (mit anderen Worten: je länger das Feld auf das Elektron einwirken kann) und je kleiner der Abstand a der Ablenkplatten, desto größer ist der Ablenkwinkel 2 a. Die Strahlablenkung ist direkt proportional der anliegenden Plattenspannung U, jedoch umgekehrt proportional der angelegten Anodenspannung U_a. Weiter ist sie unabhängig von der spezifischen Ladung $\frac{e}{m}$ des Elektrons (e = die Ladung, m = die Masse), d. h. die Ladung und die Masse gehen nicht auf die Größe des Ablenkwinkels 2 a ein. Durch die notwendige Anordnung der zwei Ablenkplattenpaare hintereinander besitzen diese verschiedene Ablenkempfindlichkeiten.

Fallen die im Inneren der Röhre befindlichen Ablenkplatten weg und ersetzt man sie durch zwei unmittelbar auf dem Bildröhrenhals befestigte, jedoch um 90° versetzte Spulenpaare, so kann elektromagnetisch (im folgenden nur noch magnetisch genannt) abgelenkt werden (Bild 4). Der Strom I durch die Spulen

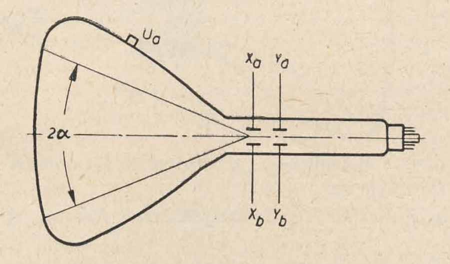


Bild 2: (Elektro)statische Ablenkung

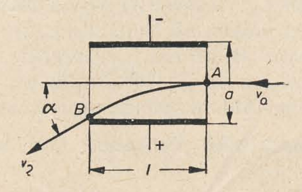


Bild 3: Weg des Elektronenstrahles zwischen den Ablenkplatten

ist bestimmend für die Feldstärke. Der Feldstärke wiederum ist die gesamte Auslenkung direkt proportional. Umgekehrt proportional der Quadratwurzel folgt aber diesmal die Auslenkung der Bildröhrenanodenspannung U_a. Diese Tatsache ist von Vorteil, weil doch der besseren Schärfe und der zunehmenden Bildfläche wegen die Anodenspannung immer größer wird. Kommt ein Elektron mit einer bestimmten Geschwindigkeit v_0 in ein magnetisches Feld, so ändert sich nur die Richtung des Elektrons, eine Beschleunigung erfährt es nicht. Deshalb ist die Eintrittsgeschwindigkeit gleich der Austrittsgeschwindigkeit. Das Elektron beschreibt eine Kreisbahn um die magnetischen Kraftlinien herum.

Im Gegensatz zur statischen Ablenkung ist der Ablenkwinkel $2a$ von der Ladung e und der Masse m des Elektrons abhängig. Je größer die Länge l und je größer die Windungszahl n der Ablenkspulen, desto größer ist die Auslenkung a.

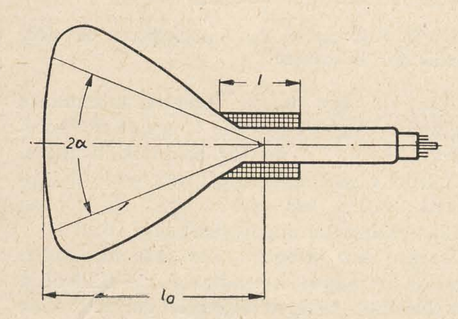


Bild 4: (Elektro)magnetische Ablenkung

Stellen wir nun beide Möglichkeiten der Ablenkung speziell für Fernsehen gegenüber, so überwiegen bei weitem die Vorteile der magnetischen Ablenkung, man kann sogar die Realisierung der statischen Ablenkung für diesen Zweck als fast unmöglich betrachten. Das Bestreben der Bildröhrenhersteller geht dahin, möglichst große Ablenkwinkel 2 a (Bild 1) zu erzielen, damit die Bildröhren kürzer hergestellt werden können (Bild 5), woraus folgt, daß aus Gründen der Empfindlichkeit und der Baulänge das Ablenkfeld A und das Fokussierungsfeld F im kleinstmöglichen Abstand voneinander angeordnet sein sollen. Die jetzt in der Praxis üblichen Ablenkwinkel von $2a = 90°$ (maximal 110°) lassen sich zwar mittels magnetischer Ablenkung einwandfrei erreichen, verlangen aber bei Verwendung der statischen Ablenkung Ablenkspannungen, die in der Größenordnung von etwa $^1/_3$ bis $^1/_2$ der Anodenspannung U_a ($U_a \approx 12 \cdots 16$ kV) liegen. Hinzu kommt noch, daß magnetisch abgelenkte Bildröhren kürzer hergestellt werden kön-

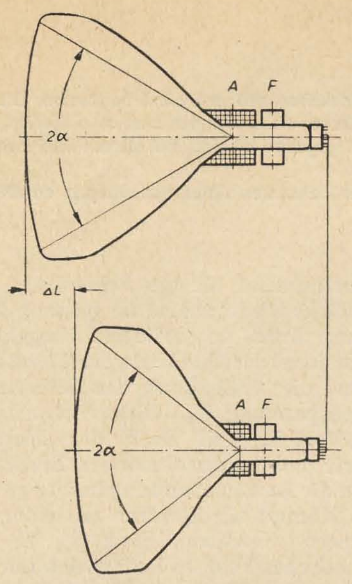


Bild 5: Zusammenhang zwischen Ablenkwinkel und Länge der Bildröhre

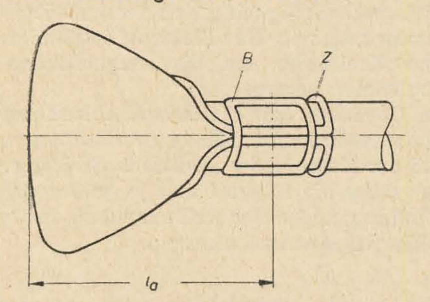


Bild 6: Anordnung der Ablenkspulen auf dem Hals der Bildröhre

nen, da für beide Ablenkspulenpaare gleiche Ablenkmitten vorgesehen sind. Der Abstand l_a ist für beide Richtungen X und Y gleich (Bild 6), während die Ablenkplatten bei statischen Bildröhren hintereinander angeordnet sind (Bild 2).

Durch den Wegfall der Ablenkplatten wird die magnetisch abgelenkte Bildröhre wesentlich billiger (keinerlei zeitraubende Montage und Justierung innerhalb der Röhre notwendig), und sie hat außerdem noch den großen Vorteil, daß die Ablenkspulen unabhängig von der Bildröhre und somit Bestandteil des Gerätes sind. Die Ablenkspulen unterliegen also nicht dem Verschleiß der Bildröhre.

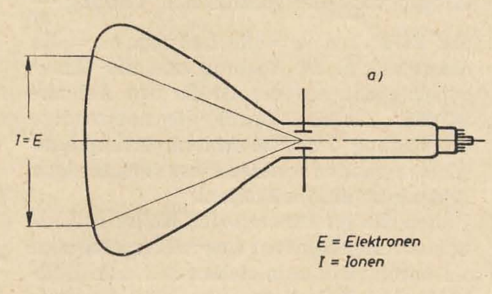
Ein weiterer sehr wesentlicher Punkt ist die Hochspannungsgewinnung für die Bildröhre. Mit relativ einfachen Mitteln läßt sich bei magnetischer Ablenkung die Hochspannung aus dem Zeilenrücklauf (X-Richtung) gewinnen, weil durch die schnelle Stromänderung $\frac{di}{dt}$ während des Rücklaufes (Richtungsänderung im Feld) an den Ablenkspulen eine hohe Spannungsspitze von ungefähr 1···2 kV steht. Diese Spitzenspannung kann nun auf den gewünschten Wert hochtransformiert werden. Die Beruhigungskapazitäten benötigen hier nur Werte von annähernd 100···1000 pF, weil die Grundfrequenz mit f = 15 625 Hz relativ hoch ist.

Der Wegfall der teueren Hochspannungstransformatoren und Hochspannungskondensatoren, die bei statischer Ablenkung notwendig wären, ist von ausschlaggebender Bedeutung.

Das Ablenkfeld stellt ein elektronenoptisches Prisma dar, und es ist daher einleuchtend, daß die Ablenkung nicht ohne Einfluß auf den Leuchtpunkt erfolgt. Durch die prinzipiellen Unterschiede der beiden Ablenkmöglichkeiten (statisch und magnetisch) sind auch hier die Einflüsse verschieden. Wie bewiesen werden könnte, ist die Verschlechterung des Leuchtpunktes bei magnetischer Ablenkung wesentlich kleiner.

Um aber auch einen der wenigen Vorteile der statischen Ablenkung zu erwähnen, sei nochmals darauf hingewiesen, daß bei ihr der Ablenkwinkel 2α unabhängig von der spezifischen Ladung $\frac{e}{m}$ ist und dadurch Ladungsträger mit verschiedener spezifischer Ladung $\frac{e}{m}$ gleich abgelenkt werden. Nicht zu vernachlässigen ist dies bei Bildröhren, da die Katode außer Elektronen auch Ionen aussendet und jene zerstören den Leuchtschirm, sobald sie konzentriert auf ihn treffen. Bei der statischen Ablenkung werden die Ionen ebenfalls gleichwertig abgelenkt und können nie konzentriert auf die Leuchtschicht prallen (Bild 7a). Eine Vorrichtung zur Verhütung des konzentrierten Aufpralles ist hier also nicht notwendig.

Die Möglichkeit des konzentrierten Aufpralles ist nur bei der magnetischen Ablenkung gegeben, da fast gar keine Ablenkung der Ionen auf Grund der größeren Masse erfolgen kann (Bild 7b). Hier ist die Ionenfalle unerläßlich.



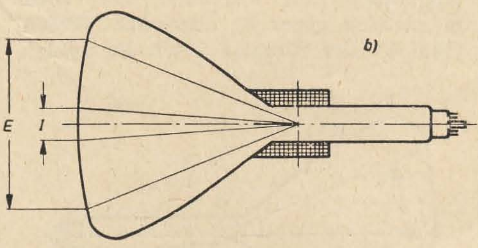


Bild 7: Auslenkung der Elektronen (E) und der Ionen (I) bei
a) statischer, b) magnetischer Ablenkung

Aus dem bisher Gesagten resultiert nun, daß für die magnetische Ablenkung ein bedeutend geringerer Aufwand notwendig ist, ganz gleich, ob es sich um die Fertigung von Bildröhre, Netzgerät, Kippgeräten oder um die Gewinnung der Hochspannung, Ablenkspannung usw. handelt.

Das elektrische Verhalten der Ablenkspulen

Es steht nun also fest, daß zur Ablenkung des Elektronenstrahls in modernen Bildröhren mit relativ großen Bildflächen und Ablenkwinkeln nur die magnetische Ablenkung Verwendung finden kann. Wie schon eingangs erwähnt, ergeben sich für die Vertikal- und Horizontalfrequenz (50 Hz und 15 625 Hz) grundlegend verschiedene Arbeitsweisen. Die Ursache liegt im Ablenksystem, und es ist ratsam, diese Frequenzabhängigkeit einmal näher zu untersuchen. Die hier gefundenen Ergebnisse ermöglichen bei der theoretischen Behandlung der Vertikal- oder Bildkippendstufe rechnerische Vereinfachungen und tragen zum besseren Verständnis des gesamten Stoffes bei.

Aus Bild 6 ist ersichtlich, daß die Bild- und Zeilenablenkspulen an der gleichen Stelle des Bildröhrenhalses sitzen, d. h. sie haben beide den gleichen Abstand l_a zur Bildschirmmitte. Damit haben verständlicherweise beide Spulenpaare die gleichen Ablenkempfindlichkeiten, was wiederum für eine bestimmte Ablenkung annähernd dieselben Amperewindungen A_w erforderlich macht (hierbei wird allerdings das ungleiche Seitenverhältnis von 4:3 vernachlässigt). Benötigt man z. B. für eine beliebige Ablenkung 100 A_w, so müssen Ablenkspulen mit n = 100 (n = Windungszahl) von einem Strom I = 1 A durchflossen werden. Das ergibt gleiche Drahtstärken und somit etwa gleiches Volumen der beiden Spulenpaare. Zusammenfassend kann deshalb angenommen werden, daß Bild- und Zeilenablenkspulen in bezug auf Ablenkempfindlichkeit, Windungszahl, Drahtquerschnitt und Volumen gleich sind. Beide Spulenpaare müssen demzufolge auch gleiche Zeitkonstanten

$$\tau = \frac{L}{R} \qquad (2)$$

haben, woraus sich über

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_g} \qquad (3)$$

auch gleiche Grenzfrequenzen dieser L/R-Kombinationen ergeben. In der Praxis durchaus realisierbare Werte für die Induktivität und den rein ohmschen Widerstand der Ablenkspulen sind z. B.: L = 6 mH und R = 4 Ω. Dies ergibt die Zeitkonstante zu

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{6 \cdot 10^{-3}\,\Omega s}{4\,\Omega} = 1{,}5 \cdot 10^{-3}\,s = 1{,}5\,ms$$

und die Grenzfrequenz zu

$$f_g = \frac{R}{2\pi L} = \frac{4\,\Omega}{6{,}28 \cdot 6 \cdot 10^{-3}\,\Omega s} = 106\,Hz \qquad (4)$$

$$T_g = \frac{1}{f_g} = 0{,}00944\,s = 9{,}44\,ms. \qquad (5)$$

Für die weiteren Untersuchungen ist auch noch der Wechselstromwiderstand R_L der Ablenkspulen bei der jeweiligen Frequenz wichtig. R_L ergibt sich für die Vertikalfrequenz f = 50 Hz zu

$$R_{L_y} = \omega L = 2\pi f L = 314 \frac{1}{s} \cdot 6 \cdot 10^{-3}\,\Omega s = 1{,}88\,\Omega \qquad (6)$$

und für die Horizontalfrequenz f = 15 625 Hz zu

$$R_{L_x} = 2\pi f L = 6{,}28 \cdot 1{,}5625 \cdot 10^4 \frac{1}{s} \cdot 6 \cdot 10^{-3}\,\Omega s = 588\,\Omega \qquad (6a)$$

Wird fortgesetzt

W. TAEGER

UHF-Fernsehempfang

Nach der CCIR-Norm verteilen sich die Fernsehkanäle auf die Bänder I, III, IV und V. Während im „langwelligen“ Band I (47 bis 68 MHz) nur drei Kanäle, 2, 3 und 4, unterzubringen sind, können im Band III im Bereich 174 bis 223 MHz sieben Kanäle (5 bis 11) mit Fernsehsendern belegt werden. Eine wirklich großzügige Senderverteilung ist aber erst durch Einbeziehung der UHF-(Dezi-) Bänder möglich. Hier bietet das zunächst in Betracht kommende Band IV für weitere 16 Kanäle Platz. Bei der CCIR-Norm sind es die Kanäle 12 bis 27 entsprechend den Frequenzen 470 bis 585 MHz. Die Einteilung des Dezibandes IV nach CCIR-Norm ist der folgenden Tabelle zu entnehmen:

Kanal	Bildträger	Tonträger
12	471,25	476,75
13	478,25	483,75
14	485,25	490,75
15	492,25	497,75
16	499,25	504,75
17	506,25	511,75
18	513,25	518,75
19	520,25	525,75
20	527,25	532,75
21	534,25	539,75
22	541,25	546,75
23	548,25	553,75
24	555,25	560,75
25	562,25	567,75
26	569,25	574,75
27	576,25	581,75

Die für die Dezibänder erforderlichen Dipoleinrichtungen nehmen schon parabolspiegelartige Formen an. Beim Bau der Tuner muß eine Technik angewendet werden, die von der bisher üblichen wesentlich abweicht. So sind die Schwingkreise meist als Topf- oder Kugelkreise ausgebildet. Im Gegensatz zu den Bändern I und III werden beim UHF-Band IV die einzelnen Kanäle nicht mehr stufenweise eingeschaltet, sondern kontinuierlich abgestimmt. Dazu benutzt man kleine gekuppelte Drehkondensatoren innerhalb der Topfkreise, die mit einem Schneckenantrieb abgestimmt werden. Die Übersetzung des Schneckenantriebes ist so berechnet, daß je Umdrehung ein Sender erscheint; somit erübrigt sich zugleich eine besondere Feinabstimmung. Kuppelt man darüber hinaus noch die Abstimmung des UHF-Vorsatzes mit der Feinabstimmung des normalen Kanalwählers für die Bänder I und III, so kann ohne irgendwelche Nachteile auf eine getrennte Bedienung des UHF-Vorsatzes vollkommen verzichtet werden. Diese einfache Lösung erreicht man durch Entfernen des Anschlages an der bei den bisher üblichen Tunern als veränderbares Kondensatordielektrikum wirkenden Pertinaxscheibe. Die von Grundig entwickelten UHF-Vorsätze werden einfach auf die Achse des Tuners gesteckt. Mit drei Schrauben oder einer Klemmutter wird die Abstimmhohlachse des UHF-Vorsatzes mit der Tuner-Feinabstimmhohlachse verbunden. Die Umschaltung auf Empfang im Deziband IV erfolgt durch Schalten des Kanalwählers auf Stellung 12. Der Tuner ist so umgebaut, daß er in dieser Schaltstellung als normaler ZF-Verstärker für 38,9 MHz wirkt.

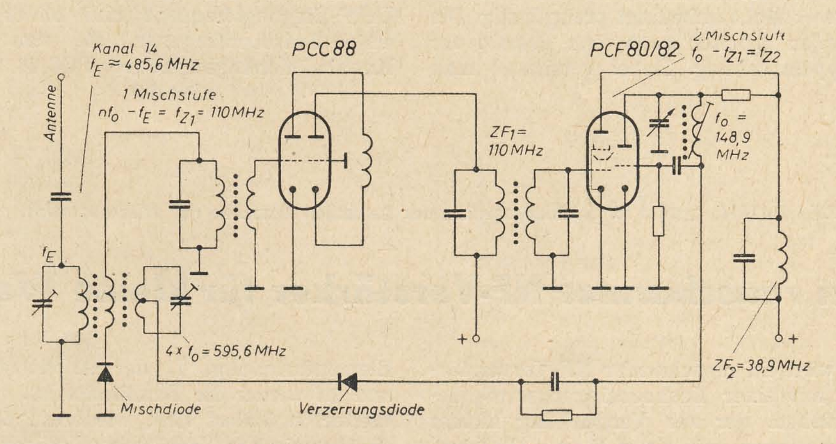


Bild 2: Prinzipschaltung eines Dezimeterwellenstreifens für UHF-Empfang

einer gemeinsamen Achse sitzen. Es wird der Frequenzbereich von 470 bis 680 MHz erfaßt, also auch noch ein Teil des Dezibandes V (610 bis 980 MHz). Der Antenneneingang des Zusatztuners ist für die üblichen 240-Ω-Bandleitungen ausgelegt. Die Einkopplung erfolgt in den ersten Topfkreis des Eingangsbandfilters. Vom zweiten Topfkreis und ebenso vom Oszillatorkreis (Kammer 4) wird die HF-Spannung in den Mischkreis eingekoppelt. Gegenüber der später noch behandelten Lösung des Deziempfangsproblems mit Hilfe zusätzlicher Streifen im Kanalwähler für die Bänder I und III besitzt ein Spezial-UHF-Tuner beachtliche Vorteile. Jeder Kanal des interessierenden Bandes IV und die ersten Kanäle des Bandes V sind einzeln einstellbar ohne Umschalten oder Auswechseln irgendeines Teiles. Infolge der hohen Güte der

Bild 1 zeigt die Schaltung des Dezituners. Das flache, versilberte Gehäuse ist in vier Kammern unterteilt, von denen drei zu Topfkreisen ergänzt sind. Die Kammern 1 und 2 stellen ein Eingangsbandfilter dar, Kammer 4 ist der Topfkreis des Oszillators, der mit der Triode EC 93 bestückt ist und auf der Grundfrequenz schwingt. Diese Frequenz ist die Summe aus Eingangs- und Zwischenfrequenz. In der dritten Kammer des UHF-Tuners befindet sich die mit der Siliziumdiode 1 N 82 bestückte Mischstufe. Die Abstimmung erfolgt in den Topfkreisen durch Drehkondensatoreinheiten, die auf

Topfkreise sind Rauschzahl und Grenzempfindlichkeit besser als bei Schwingkreisen, die mit Induktivitäten aus Drahtwindungen — also Spulen — aufgebaut sind. Auch ist die Frequenzkonstanz des Oszillators, bedingt durch den stabilen mechanischen Aufbau und den Fortfall von Schaltkontakten innerhalb des Schwingkreises, sehr hoch.

Bei der von Grundig gewählten Schaltung arbeitet der Oszillator in Anodenbasisschaltung; die Speiseleitungen sind sehr sorgfältig verdrosselt. Infolgedessen ist die Störstrahlung niedrig, zumal eine Verzerrung der Oszillatorfrequenz zur Erzeugung von Oberwellen, wie sie bei der Verwendung von Schaltstreifen an Stelle des Spezialtuners notwendig wird, nicht erforderlich ist. Für eine geringe Störstrahlung trägt außerdem die hohe Selektion des Eingangsbandfilters (Topfkreis) wesentlich bei. Die Restausstrahlung der Oszillatorgrundfrequenz, die 38,9 MHz über der UHF-Eingangsfrequenz liegt, ist in die Planung der Bundespost einbezogen.

Die guten Eigenschaften des auf den UHF-Vorsatztuner folgenden, bei Dezibetrieb als ZF-Verstärker arbeitenden normalen Kanalwählers ergeben eine hohe

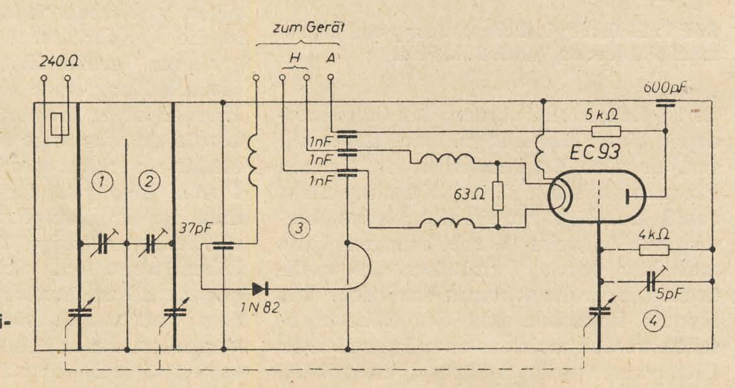


Bild 1: Schaltung eines UHF-Topfkreistuners (Grundig)

ZF-Verstärkung, wobei sich die günstigen Eigenschaften der rauscharmen Doppeltriode PCC 88, die als erste Röhre auf die Siliziummischdiode folgt, vorteilhaft bemerkbar machen.
Nicht bei allen Fernsehern besteht konstruktiv die Möglichkeit, UHF-Vorsatztuner nachträglich einzubauen. Es fehlt häufig der Raum vor dem Kanalwähler. Man kam daher zu einer Ausweichlösung, die allerdings einige Nachteile mit sich bringt. Es werden feste L/C-Abstimmkreise und Mischeinrichtungen auf Spulenträgerbrettchen aufgebaut, die in freie Stellungen der Kanalwählertrommel (z. B. Stellung 1 oder 12) eingesetzt werden können. — Eine Abstimmung über mehrere Kanäle läßt sich mit der Streifentechnik nicht erreichen, da nur der Oszillator abgestimmt werden kann, die übrigen Kreise jedoch fest abgestimmt sind. Daher ist für jeden einzelnen UHF-Kanal, den man empfangen möchte, ein besonderer Streifen erforderlich. Da in Zukunft mit mehreren Dezisendern gerechnet werden kann, ist die Streifentechnik nicht unbedingt preisgünstig. Die Streifen arbeiten nach dem Prinzip der Doppelmischung. Dabei verzichtet man jedoch auf einen getrennten Oszillator zur Erzeugung der ersten ZF, sondern man arbeitet mit der dritten oder vierten Harmonischen des Oszillators, dessen Grundfrequenz zusammen mit der ersten ZF die zweite ZF von 38,9 MHz ergibt, wie auch Bild 2 zu entnehmen ist. Man muß diese Lösung aus dem Grunde wählen, weil die Oszillatorröhre (gewöhnlich eine PCF 80 bzw. PCF 82) des lediglich für die Bänder I und III bemessenen Tuners im allgemeinen für die Erzeugung der erforderlichen hohen Frequenzen (UHF-Eingangsfrequenz + ZF) nicht geeignet ist. Bei der Doppelmischung der UHF-Streifen schwingt der Oszillator auf einer wesentlich niedrigeren Frequenz, wobei die für die erste Mischung erforderliche UHF-Oszillatorfrequenz als höhere Harmonische durch Verzerrung der Grundfrequenz (Oszillatorfrequenz der zweiten Mischstufe) gewonnen wird. Das erfolgt durch eine besondere Verzerrungsdiode (s. a. Bild 2). Eine weitere Diode mischt dann die durch diese Verzerrung entstandene Oszillatoroberwelle mit der UHF-Eingangsfrequenz und bildet die erste Zwischenfrequenz, die von der Kanalwählereingangsröhre PCC 88 verstärkt wird. Diese erste ZF ist in ihrem genauen Frequenzwert genauso wie die Oszillatorfrequenz von der jeweiligen Dezi-Eingangsfrequenz abhängig. Im Bild 2 sind als Beispiel die Frequenzen bei Empfang des UHF-Kanals 14 (s. Tabelle) eingetragen. Der Übersichtlichkeit halber wurde für die erste ZF der abgerundete Wert 110 MHz gewählt. Ausgangspunkt für eine genaue Berechnung ist neben der feststehenden Empfänger-ZF (38,9 MHz) natürlich der exakte Wert der Bildträgerfrequenz, für den im Beispiel gewählten CCIR-Kanal 14 also 485,25 MHz (statt 485,6 MHz).
Da bei Einsatzstreifen keine direkte Mischung, sondern eine Doppelmischung mit Hilfe der verzerrten Grundschwingung des Oszillators stattfindet, ergeben sich vielerlei Störungsmöglichkeiten. Sie machen sich als Moiré bemerkbar, wenn Nachbarsender in der Nähe der zahlreichen in den Streifen benützten Frequenzen liegen. Eine Unterdrückung der Ausstrahlung ist durch die Vielzahl der Frequenzen sehr erschwert. Auf diese sehr vielfältigen Störmöglichkeiten kann bei der Senderplanung nicht Rücksicht genommen werden.

H. REIMANN, Institut für Strahlungsquellen der Deutschen Akademie der Wissenschaften

Ein rauscharmer NF-Verstärker für kleine Wechselspannungen

Es wird ein rauscharmer NF-Vorverstärker mit einer Kaskodeeingangsstufe beschrieben, der zur Verstärkung kleiner Spannungen, wie sie z. B. von Thermoelementen und Bolometern abgegeben werden, benutzt wird.
Bei den in der physikalischen Meßtechnik verwendeten elektronischen Verstärkern wird allgemein ein möglichst großer Abstand zwischen der Signalspannung und dem Rauschpegel gewünscht, da man Wert darauf legt, daß die häufig nur sehr geringe Signalamplitude nicht im Rauschen der Verstärkeranordnung untergeht. Bekanntlich trägt das thermische Widerstandsrauschen sowie der Schrot- und der Funkeleffekt zum allgemeinen Rauschpegel einer Verstärkeranordnung bei. Beim thermischen Widerstandsrauschen ist nach Nyquist die Rauschspannung

$$U_w = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_g \cdot \Delta f}.$$

Hierbei ist k die Boltzmannsche Konstante ($k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Ws/° K), T die absolute Temperatur, R_g der Widerstand und Δf die Bandbreite.
Der Schroteffekt hat seine Ursache in der durch die thermischen Verhältnisse bedingten unregelmäßigen Emission der einzelnen Elektronen aus der Katode. Das Schrotrauschen ist nach Schottky

$$U_s = \sqrt{2 e \cdot I_a \cdot \Delta f} \cdot \frac{F}{S}$$

wobei F ein Röhrenfaktor, S die Steilheit der verwendeten Röhre, e die elektrische Elementarladung, I_a der Anodenstrom und Δf wieder die Bandbreite ist.
Weiterhin ändert sich, wiederum durch die thermischen Verhältnisse bedingt, die Oberflächenbeschaffenheit der Glühkatode. Diese Vorgänge gehen relativ langsam vor sich und ergeben Störungen im Frequenzbereich bis ungefähr 100 Hz.

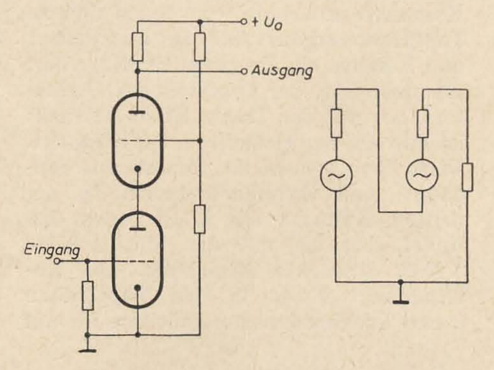


Bild 1: Einfache Kaskodeschaltung und Ersatzschaltbild (rechts) (nach R. L. Price)

Es ist festgestellt worden, daß Oxydkatoden in dieser Hinsicht größere Effekte zeigen, als reine Metallkatoden. Bei tieferen Frequenzen kann dieser F u n k e l effekt den Schroteffekt um ein Mehrfaches überwiegen. Teilweise Verbesserungen kann man hier durch Vermindern des spezifischen Emissionsstromes erreichen. Das Nyquist-Rauschen und das Röhrenrauschen werden meistens zum äquivalenten Gitterrauschwiderstand zusammengefaßt, der dann angibt, welchem Widerstand das durch Röhre und Schaltung erzeugte Rauschen gleichwertig ist [1].
Wie man aus den beiden Formeln erkennt, hat man folgende Möglichkeiten, die Rauschspannung zu verkleinern:

1. Verringerung des Widerstandes des Eingangskreises und des Anodenstromes. Hier sind die Grenzen verhältnismäßig eng, da sonst die Funktionen der Röhre zu stark beeinträchtigt werden.
2. Verwendung einer Röhre mit möglichst großer Steilheit und Einengung des benutzten Frequenzbandes. Da auch die Steilheit einer Röhre nicht beliebig variiert werden kann, bleibt nur noch die Möglichkeit, die Bandbreite des Verstärkers soweit wie möglich zu verringern.

Dieses erreicht man einmal durch Einfügen von frequenzabhängigen Gliedern in die Verstärkerstufen und durch eine genügend große Zeitkonstante in der Siebschaltung nach der Gleichrichtung. Hierbei ist zu bemerken, daß die Zeitkonstante allerdings nur auf Kosten der Meßdauer erhöht werden kann.
Durch Einengen der Bandbreite kann man die Grenzempfindlichkeit von Verstärkern um einige Zehnerpotenzen erhöhen, wenn man nicht ein breites Frequenzband zu übertragen hat [2]. Trotzdem wird man natürlich immer wieder versuchen, das noch bestehende Rauschen soweit wie möglich zu verringern.

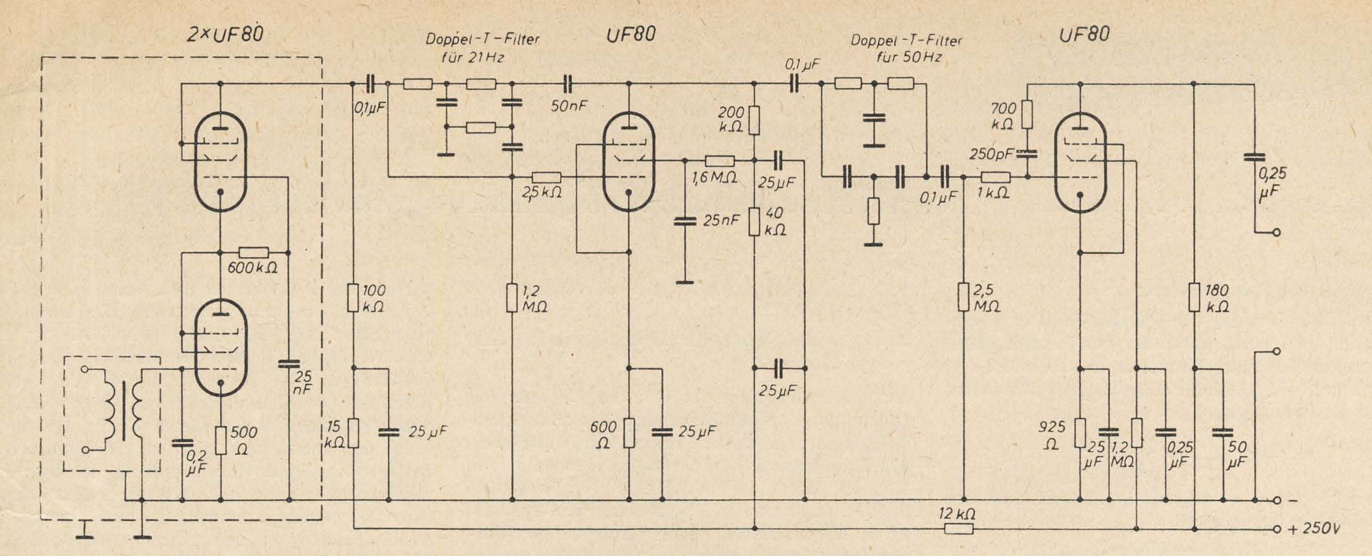


Bild 2: Selektiver NF-Vorverstärker

Eine auch für den NF-Bereich günstige Möglichkeit ist dafür in der Kaskodeschaltung enthalten, die z. B. in den Eingangsstufen von UKW- und Fernsehempfängern angewendet wird [3]. Die Kaskodeschaltung verknüpft bekanntlich die Rauscheigenschaften einer Triodenschaltung mit den Verstärkungseigenschaften einer Pentodenschaltung [4]. Dadurch ergibt sich beim Übergang von einer Trioden- zu einer Kaskodeeingangsstufe die Möglichkeit bei gleichbleibender Rauschspannung eine höhere Verstärkung zu erzielen.

Bild 1 zeigt das Prinzip einer einfachen Kaskodeschaltung und das entsprechende Ersatzschaltbild.

Es wurde nun ein Verstärker (Bild 2) für kleine Wechselspannungen, wie sie in unserem Fall ein periodisch belichtetes Bolometer abgibt, aus einer bestehenden Meßanordnung weiterentwickelt [5].

Die zu verstärkende Wechselspannung gelangt nach der Übersetzung durch den Eingangstrafo auf eine Kaskodestufe, um das Verhältnis zwischen Rausch- und Signalspannung möglichst günstig zu gestalten. Dadurch ist es trotz der hohen Verstärkung gelungen, einen verhältnismäßig niedrigen Rauschpegel zu erhalten (30 bis 40 mV am Ausgang). Durch ein Doppel-T-RC-Filter ist der Verstärker schmalbandig gemacht worden. Dieses Filter ist als Sperrfilter (Lochsieb) ausgebildet und für 21 Hz dimensioniert worden [6]. Es liegt im Gegenkopplungszweig der zweiten Stufe. Dadurch werden alle anderen Frequenzen gemäß der Filterkurve (Bild 3) außer 21 Hz, stark gegengekoppelt. Zwischen der zweiten und dritten Stufe liegt ein Sperrfilter, welches verhindern soll, daß die Netzfrequenz in Erscheinung tritt.

Mit diesem dreistufigen Vorverstärker wird eine Verstärkung von $2{,}3 \cdot 10^6$ erreicht. Bei einem Signal-Rauschabstand von 5:1 können noch Spannungen von etwa $1 \cdot 10^{-6}$ V gemessen werden.

Bei diesen hohen Verstärkungen muß man natürlich die Abschirmung gegen statische und magnetische Felder des Raumes sehr sorgfältig durchführen, was besonders die erste Stufe betrifft. Es wurde deshalb der Transformator und die Kaskodestufe zu einer Baueinheit zusammengefügt und innerhalb des Verstärkers durch 4 mm dickes Stahlblech abgeschirmt. Außerdem wurde der Transformator noch extra mit 2 mm Stahlblech abgeschirmt. Ferner ist die Isolation der

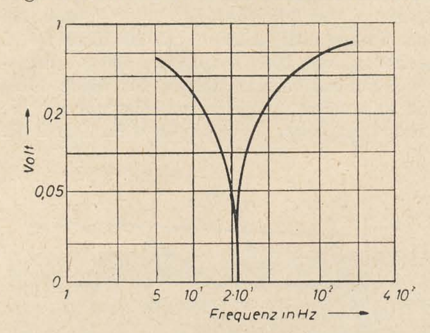


Bild 3: Durchlaßkurve des 21-Hz-Filters

Gitterzuleitung ein wichtiger Punkt. Mechanische Störungen werden durch Gummilagerung des Verstärkers nach Möglichkeit vermieden.

Die Heizung der Röhren erfolgt mit Gleichspannung, die ebenso wie die Anodenspannung aus einem elektronisch stabilisierten Netzgerät entnommen wird. Die Heizung mit Gleichstrom hat sich als zweckmäßig erwiesen, da die Betriebsfrequenz von 21 Hz nicht weit genug von der Netzfrequenz entfernt ist.

Dieser Vorverstärker kann nun wahlweise an eine Endstufe mit einer phasenrichtigen oder an eine solche mit einer quadratischen Gleichrichtung angeschlossen werden. Daraufhin folgt jeweils ein Tiefpaß, der die Möglichkeit zur weiteren Bandbreiteneinengung gibt. Dann folgt das Meßinstrument, bzw. eine Gleichstromstufe und ein Registriergerät.

Literatur

[1] H. Rothe, W. Kleen: Elektronenröhren als Anfangsstufen-Verstärker, Bd. 3, Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., Leipzig, 1948.

[2] H. Lippmann: Ein NF-Selektivverstärker extrem geringer Bandbreite, Exp. Techn. d. Phys., Nr. 1, August 1953, S. 1.

[3] R. L. Price: Cascode Audio Amplifier, Electronics, März 1954, S. 156.

[4] Valley und Wallmann: Vakuum Tube Amplifiers, Mc. Graw Hill Publ., N.Y., 1948, S. 440.

[5] H. Kindler: Über ein Zusatzgerät zur Registrierung infraroter Spektren für den Spiegelmonochromator von Carl Zeiß, Exp. Techn. d. Phys., Nr. 2 (1956), S. 62.

[6] H. Günter: Die Eigenschaften des Doppel-T-Vierpoles zwischen endlichen Widerständen, Funk und Ton, Nr. 12 (1950), S. 628.

Produktionsgenossenschaften des Handwerks „Radio und Fernsehen" in Sangerhausen und Freiberg

Im Juni d. J. wurde die erste Produktionsgenossenschaft des Handwerks für Radio und Fernsehen im Bezirk Halle gebildet. Ihr gehören 17 Mitglieder an. Neben dem umfangreichen Kundendienst, für den je eine gut eingerichtete Werkstatt (s. Titelbild) in Sangerhausen und in Allstedt zur Verfügung steht, die als Vertragswerkstätten der RFT sowie aller anderen Rundfunk- und Fernsehgerätewerke der DDR anerkannt sind, beschäftigt sich die Produktionsgenossenschaft mit der Montage und dem Bau von Antennen. Zur Zeit wird eine selbst entwickelte 16-Element-Breitbandantenne hergestellt. Zu diesem Programm kommen noch der Bau und die Montage von Blitzschutzanlagen, die Einrichtung von Schul- und Sprechfunk-, Uhren- und Verstärkeranlagen in allen Gegenden der DDR. Die Zusammenarbeit mit dem Rat des Kreises, Abt. Örtliche Wirtschaft, und der Kreisgeschäftsstelle der Handwerkskammer wird von Herrn Kutzner, dem Vorsitzenden der Genossenschaft, als sehr gut bezeichnet. Sie erwies sich insbesondere durch schnelle und verständnisvolle Hilfe bei der Überwindung anfänglicher Schwierigkeiten als sehr wertvoll. Für das neue Jahr beabsichtigt die Produktionsgenossenschaft eine wesentliche räumliche und personelle Erweiterung ihres Betriebes.

Auf ihr einjähriges Bestehen konnte die Produktionsgenossenschaft Radio und Fernsehen in Freiberg/Sachsen am 2. 11. d. J. zurückblicken, deren Mitgliederzahl sich in einem Jahr nahezu verdoppelt hat. Dieser aus z. Zt. 19 Mitgliedern bestehenden Produktionsgenossenschaft gehören zwei ehemals selbständige Meister an. Der Produktionsplan für 1957 umfaßt Arbeiten im Werte von 400 000 DM, er wurde bis zum 30. 9. mit 84% erfüllt. Als Reingewinn für die ersten drei Quartale wird eine Summe von 27 000 DM angegeben. Im ersten Jahr ihres Bestehens errichtete die Genossenschaft eine Betriebsfunkanlage für den VEB Bleierzbergbau „Albert Funk" in Freiberg im Werte von etwa 18 000 DM.



KARL OTTO und HORST MÜLLER

Transistor-Niederfrequenzverstärker Teil 2[1])

Arbeitspunktstabilisierung

Da die Basis negativ gegen den Emitter vorgespannt sein muß, kann der gewählte Arbeitspunkt mittels eines Widerstandes (R_1 im Bild 1) zwischen $-U_B$ und der Basis eingestellt werden. Der Basisstrom wird

$$-I_b = \frac{-U_B + U_{be}}{R_1}.$$

Es ist $-U_{be} \ll -U_B$, deshalb kann mit hinreichender Genauigkeit

$$-I_b = \frac{-U_B}{R_1}$$

geschrieben werden. Da $-U_B$ und R_1 unabhängig von den Transistoreigenschaften sind, ist der Strom $-I_b$ praktisch konstant.

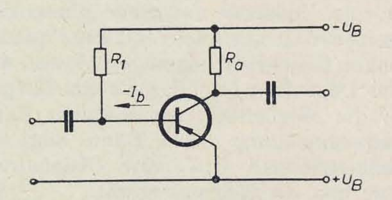
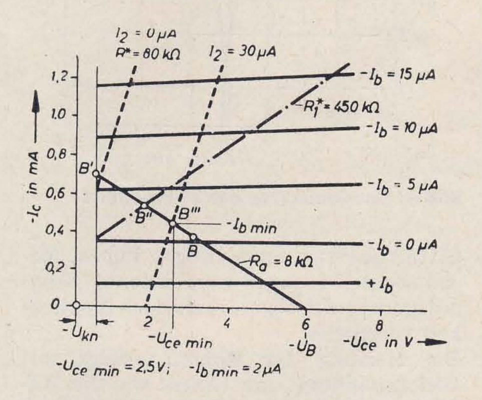


Bild 1: Arbeitspunkteinstellung bei einem pnp-Flächentransistor in Emitterschaltung

Bei der Wahl und der Einstellung des Arbeitspunktes wurden mittlere Kennwerte und ein mittleres Kennlinienfeld vorausgesetzt. Tatsächlich streuen jedoch die Kennlinienfelder und damit die h-Parameter sowie die Kniespannung und vor allem der Kollektorreststrom beachtlich. Innerhalb einer gegebenen Schaltung lassen sich auf Grund dieser Exemplarstreuung die Transistoren, wenn der Arbeitspunkt nach dem Prinzip des Bildes 1 eingestellt ist, meistens nicht ohne weiteres auswechseln.
Die Exemplarstreuung stellt praktisch eine Verschiebung der Kennlinien gegenüber ihrer mittleren Lage dar. Im mittleren I_c-U_{ce}-Kennlinienfeld erscheinen die Parameter eines bestimmten Basisstromes $-I_b$ nach höheren bzw. niederen Kollektorströmen hin verschoben, d. h. für konstante Arbeitspunktwerte von $-I_c$ und $-U_{ce}$ sind für verschiedene Transistoren unterschiedliche Basisströme und -spannungen erforderlich. Oder umgekehrt bei einem bestimmten $-I_b$ bzw. $-U_{be}$ stellt sich nicht der gleiche Arbeitspunkt in bezug auf $-I_c$ oder $-U_{ce}$ ein.
Neben dieser Streuung der statischen Transistoreigenschaften streuen auch die dynamischen Kennwerte, da die Kennlinien für gleiche ΔI_b nicht alle um den gleichen Betrag parallel verschoben erscheinen und auch unterschiedliche Neigungen haben. Ersteres kommt z. B. in dem großen Streubereich der Stromverstärkung in Emitterschaltung zum Ausdruck. Beim OC 811 liegt h'_{21} zwischen 20 und 100. Dieser Bereich ist in Gruppen von zehn zu zehn aufgeteilt und die Transistoren sind entsprechend dieser Einteilung mit Farbpunkten gekennzeichnet. Durch Wahl geeigneter Farbkombinationen läßt sich bei mehrstufigen Verstärkern ein gewisser Ausgleich der Gesamtverstärkung erreichen.
Bild 2 zeigt als Beispiel zwei Kennlinienfelder, welche jeweils nach der „unteren" bzw. auch der „oberen" extremen Streuwertgrenze hin vom Kennlinienfeld im Bild 11 des vorigen Teils abweichen. Als extreme Streuwertbedingungen werden folgende Fälle angenommen:

1. I'_{co} oder h'_{21} ist sehr groß oder beide sind sehr groß.
2. I'_{co} oder h'_{21} ist sehr klein oder beide sind sehr klein.

Außer dem Problem der schaltungstechnischen Einengung der Auswirkungen der Exemplarstreuung muß noch die Temperaturabhängigkeit der Transistoren berücksichtigt werden (siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 10 (1957) S. 307), da sich auch die statischen und dynamischen Eigenschaften beim Steigen der Umgebungstemperatur ändern. Die I_b-Parameter des I_c-U_{ce}-Kennlinienfeldes verschieben sich bei Temperaturerhöhung nach höherem $-I_c$ hin. Für eine gleichzeitige Beseitigung des Einflusses der Streuung und des Temperaturverhaltens wird ein größerer Stabilisationsaufwand nötig, denn das Hinzufügen der Temperaturstabilisation ist praktisch als eine Erweiterung der Exemplarstreuung aufzufassen.
Bei Germaniumbauelementen ändert sich z. B. I'_{co} mit einem TK von 5 bis 7%/° C, d. h. bei einer Temperaturvariation von 20° C auf 45° C wächst I'_{co} von 200 µA auf etwa 500 µA an.
Die Stabilisationsmaßnahmen für beide Fälle sind so ähnlich, daß hier zunächst nur auf die Exemplarstreuung eingegangen wird. Durch die verschiedenen statischen Kennlinien stellen sich bei einem konstant gehaltenen Basisstrom in einer Schaltung nach Bild 1 Arbeitspunkte ein, die im Bild 2 als B' eingezeichnet sind. Die Verschiebungen von B' gegenüber B lassen den Klirrfaktor stark anwachsen und machen in dem gezeigten Beispiel eine einwandfreie Aussteuerung des Verstärkers gänzlich unmöglich. Es entsteht nur eine Gleichrichtung. Ist die Abweichung nicht so stark, daß dieser Extremfall eintritt, so ergibt sich durch das Verschieben des Arbeitspunktes wegen ihrer Arbeitspunktabhängigkeit eine indirekte Änderung der h-Parameter (siehe Bild 10 des vorigen Teils), die zu der durch die Exemplarstreuung hervorgerufenen noch hinzukommt.



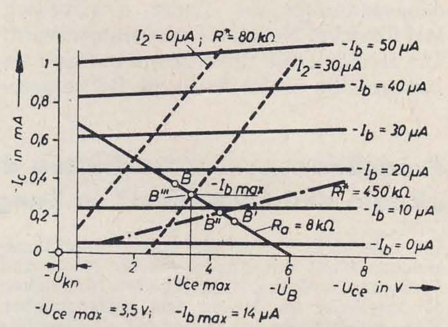


Bild 2: Grenzkennlinienfelder mit auf verschiedene Weise stabilisierten Arbeitspunkten

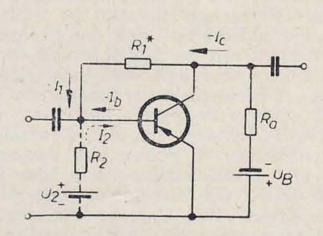


Bild 3: Arbeitspunktstabilisierung durch Spannungsgegenkopplung

Die Stabilisation des Arbeitspunktes erfolgt durch Gleichspannungs- oder Gleichstromgegenkopplung, wobei die gleichzeitige Wechselstromgegenkopplung durch entsprechende Schaltungsmaßnahmen beliebig gemindert sein kann. Soll die direkte Streuung der dynamischen Kennwerte dagegen mit ausgeglichen werden, so ist die Wechselstromgegenkopplung erforderlich, welche aber die Verstärkung herabsetzt. Oft ist ein Kompromiß zwischen Streuungskompensation und Verstärkung durch eine teilweise Unterdrückung der Wechselstromgegenkopplung notwendig. Für die Verstärkung ist es jedoch günstiger, wenn die Exemplarstreuung der dynamischen Kennwerte getrennt von den Temperaturabweichungen kompensiert wird, und zwar erstere durch Wechselstromgegenkopplung und letztere durch temperaturabhängige Widerstände, wie Ge-Dioden, Ge-Gleichrichter, NTC-Widerstände o. ä. Da auf diese Weise die Wechselstromgegenkopplung kleiner gehalten werden kann, als es sonst der Fall wäre, wird hier die Verstärkung nicht so stark herabgesetzt.
Bei einer Stabilisation des Arbeitspunktes durch Spannungsgegenkopplung liegt der Widerstand R_1^* zur Arbeitspunkteinstellung, wie im Bild 3 gezeigt, zwischen Kollektor und Basis des Transistors. Es ist

$$-I_b = \frac{-U_{ce} + U_{be}}{R_1^*}$$

Da $U_{ce} \gg U_{be}$ ist, gilt mit hinreichender Genauigkeit

$$-I_b = \frac{-U_{ce}}{R_1^*}.$$

$-U_{ce}$ wird mit steigendem Kollektorstrom kleiner und damit verringert sich ebenfalls $-I_b$, d. h. der Kollektorstrom wird begrenzt. Der umgekehrte Fall ist analog zu betrachten. Wird die Gleichung nach R_1^* umgestellt, so ergibt sich

$$R_1^* = \frac{-U_{ce}}{-I_b}.$$

Die Stromspannungslinie ist für $R_1^* = 450\ k\Omega$ strichpunktiert im Bild 2 eingezeichnet. Der Ursprung dieser Geraden ist $I_b = 0$ und $U_{ce} = 0$. Die Stromspannungslinie ist im Bereich der Kniespannung stark gekrümmt, was praktisch ohne Bedeutung und deshalb in der Darstellung vernachlässigt ist.
Als Arbeitspunkt stellt sich immer der Schnittpunkt zwischen der Außenwiderstandsgeraden und der Stromspannungslinie ein. Bei dieser Art der Spannungsgegenkopplung ergibt sich im

[1]) Teil 1 s. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 21 (1957) S. 658.

Bild 2 der Arbeitspunkt B″, der günstiger als B′ ist.
Nachteilig wirkt sich hierbei aus, daß die Stabilisierung des Arbeitspunktes nur in einem begrenzten Bereich des Basisstromes möglich ist. Der Basisstrom kann nämlich nicht Null werden oder gar sein Vorzeichen umkehren, was vor allem bei sehr hohem I_{co} bzw. I'_{co} erforderlich wäre. Um diesen Nachteil auszugleichen, wird zwischen Emitter und Basis eine Zusatzspannung U_2 gelegt. Diese Zusatzspannung ist im Bild 3 gestrichelt eingezeichnet.
Es gilt dann für den Basisstrom

$$-I_b = -I_1 + I_2 = \frac{-U_{ce}}{R_1^*} + I_2,$$

d. h. die Stromspannungsgerade für R_1^* wird durch I_2 parallel verschoben (siehe Bild 2). Die Lage der sich einstellenden Arbeitspunkte B‴ zeigt, daß der Arbeitspunkt so wesentlich besser stabilisiert wird.
Die Wechselstromgegenkopplung, welche bei der Gleichspannungsgegenkopplung mit auftritt, ist von der Größe der äußeren Wechselstromwiderstände abhängig, und zwar ist sie bei kleinem Außenwiderstand sehr klein und bei großem Außenwiderstand groß. Durch Aufteilen des Basis-Kollektor-Widerstands und kapazitives Erden der Widerstandsmitte kann die Wechselstromgegenkopplung verringert werden. Die Schaltung wird unter Berücksichtigung der Grenzkennlinienfelder dimensioniert. Auf der Außenwiderstandsgeraden werden gemäß den Aussteuerverhältnissen die zulässige maximale und minimale Abweichung vom ursprünglich gewählten Arbeitspunkt bestimmt und hierfür die Grenzwerte von $-U_{ce}$ und $-I_b$ ermittelt. Diese Werte, z. B.

$$-U_{cemax} = 3{,}5\ \text{V};\quad -I_{bmax} = 14\ \mu\text{A};$$
$$-U_{cemin} = 2{,}5\ \text{V};\quad -I_{bmin} = 2\ \mu\text{A}$$

werden in ein Diagramm nach Bild 4 eingetragen. Die Gerade durch die beiden Punkte für die Extremwerte entspricht der Gleichung für $-I_b$. Die Neigung der Geraden stellt R_1^* dar.

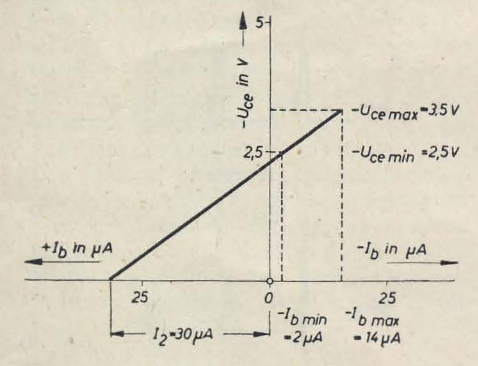


Bild 4: Ermittlung des durch die Zusatzspannung entstehenden Stromes I_2

Da für $U_{ce} = 0$ $I_b = I_2$ wird, kann der Wert von I_2 unmittelbar auf der Abszisse abgelesen werden. Für das Beispiel ist $I_2 = 30\ \mu\text{A}$ und damit

$$R_1^* = \frac{-U_{ce}}{-I_b} = \frac{2{,}5}{30+2} \cdot 10^6 \approx 80\ \text{k}\Omega.$$

In der Praxis wird die Zusatzspannung an einem Emitterwiderstand R_3 erzeugt (Bild 5). Der Spannungsabfall an R_3 ist, da I_e durch die Stabilisierung annähernd konstant gehalten wird, gleichfalls konstant. Für einen konstanten Strom I_2 muß $R_2 \gg r_E$ sein. Bei $R_2 = 15\ \text{k}\Omega$ wird

$$U_2 = I_2 \cdot R_2 = 30 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^3 = 0{,}45\ \text{V}.$$

Es ist

$$U_3 = U_2 + U_{be}$$

und mit einem vorgegebenen $-U_{be} = 0{,}1$ V wird

$$U_3 = 0{,}45 - 0{,}1 = 0{,}35\ \text{V}.$$

Bild 5: Arbeitspunktstabilisierung durch Spannungsgegenkopplung (Zusatzspannung wird durch Emitterwiderstand erzeugt)

Für R_3 ergibt sich dann mit dem Kollektorstrom des mittleren Arbeitspunktes $-I_c = 38$ mA und mit der Bedingung $-I_b \ll -I_c$, d. h. $-I_c = I_e = I_3$:

$$R_3 = \frac{U_3}{I_3} = \frac{0{,}35}{0{,}38} \cdot 10^3 \approx 1\ \text{k}\Omega.$$

Der Emitterwiderstand hat eine gewisse Stromgegenkopplung zur Folge, die jedoch bei großem Widerstand von R_a zu vernachlässigen ist.
Bei kleinem Gleichstromwiderstand (Trafokopplung) kann die Stabilisation nur durch eine Stromgegenkopplung erfolgen, da hier die Änderung von $-U_{cc}$ nicht ausreicht, eine genügend große Spannungsgegenkopplung zu erzeugen. Die Spannungsgegenkopplung wird trotz ihrer guten Stabilisierungswirkung bei RC-Verstärkern selten angewendet, da die Wechselspannungsgegenkopplung, wie beschrieben, zwar verringert, jedoch nicht völlig beseitigt werden kann. Die Spannungsgegenkopplung ergibt auch eine Verringerung des Eingangswiderstandes und somit außerdem noch eine geringere Leistungsverstärkung der vorhergehenden Stufe.
Die Stabilisation kann auch durch Stromgegenkopplung erreicht werden. Um den Arbeitspunkt, also $-I_c$ konstant zu halten, muß der Strom $-I_b$ bzw. die Spannung $-U_{be}$ entsprechend nachgeregelt werden. Bei einer Kollektorstromerhöhung muß $-I_b$ kleiner und bei einer Verringerung von $-I_c$ muß $-I_b$ größer werden. Da $-I_b$ gegen $-I_c$ vernachlässigt werden kann, wird $-I_c \approx I_e$ und damit im Bild 6 $-I_c \approx I_3$. Der Spannungsabfall an R_3 ist

$$U_3 = I_3 \cdot R_3 = -I_c \cdot R_3.$$

Ferner ist $-U_{be} = U_2 - U_3$. Der Spannungsteiler R_1, R_2 wird so ausgelegt, daß die Spannung an R_2 konstant, also unabhängig vom Widerstand der Strecke Basis—Emitter ist.
R_3 soll so bemessen sein, daß bei einer Schwankung von $-I_c$ die Spannung U_3 sich so ändert, daß die hieraus resultierende Änderung von $-U_{be}$ den Strom $-I_c$ konstant hält. Diese Bedingung ist dann erfüllt, wenn $U_3 \gg -U_{be}$ ist [siehe Rosenberg: Eigenschaften und Anwendungen des Flächentransistors, Teil II, Nachrichtentechnik Nr. 3, (1957)]. $\frac{U_3}{-U_{be}}$ soll zwischen 5 und 20 liegen. Größere Werte als 20 sind nicht erforderlich.
Die Stromgegenkopplung durch einen Emitterwiderstand ergibt im Gegensatz zur Spannungsgegenkopplung eine Erhöhung des Eingangswiderstandes entsprechend der Bedingung

$$r'_E = r_E + R_3\,(1 + h'_{21}).$$

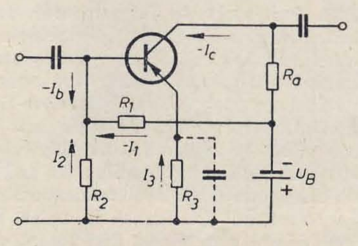


Bild 6: Arbeitspunktstabilisierung durch Stromgegenkopplung

Entsprechend gilt für den Gleichstromwiderstand des Transistoreingangs bei Gegenkopplung

$$R'_E = R_E + R_3\,(1 + h'_{21}),\ \text{worin}\ R_E = \frac{-U_{be}}{-I_b}$$

ist.
Ist $R_2 \ll R'_E$, so wird U_2 unabhängig vom Basisstrom. Um eine Bedämpfung zu vermeiden, muß $R_2 \gg r_E$ sein. Wird der Emitterwiderstand kapazitiv überbrückt, so ist r_E bei RC-Kopplung von Emitterstufen etwa 1,5 kΩ. Bei $R_2 = 10$ kΩ wird, da R_E in der Größenordnung von einigen kΩ liegt, R'_E groß genug, um beide geforderten Bedingungen zu erfüllen.
Soll der Emitterkondensator jedoch wegfallen, um einen höheren Eingangswiderstand zu gewinnen, stehen die beiden Bedingungen einander entgegen. Durch Stromgegenkopplung sind Eingangswiderstände bis zu einigen 100 kΩ erreichbar, wobei die Leistungsverstärkung noch etwa 5 bis 10 db beträgt. Hier läßt sich eine Stabilisierung durch Stromgegenkopplung schlecht realisieren, weshalb in solchen Fällen meist eine kombinierte Stromspannungsgegenkopplung verwendet wird, die allerdings den Eingangswiderstand wieder etwas verringert.

Literatur

Low, Endres, Zawels, Waldhauer u. Cheng: Transistor electronics, Prentice Hall inc. Englewood Cliffs, 1955.

R. F. Shea: Transistor audio amplifiers, John Wiley & Sons, New York 1955.

R. F. Shea: Prinziples of transistor-circuits, John Wiley & Sons, New York 1953.

J. Dosse: Der Transistor, Verlag von R. Oldenbourg, München 1955.

M. J. O. Strutt: Transistoren, S. Hirzel Verlag, Zürich 1954.

K. Kretzer: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Band IV, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH Berlin.

W. Rosenberg: Eigenschaften und Anwendungen des Flächentransistors, Teil I, Nachrichtentechnik Nr. 11 (1956).

W. Rosenberg: Eigenschaften und Anwendungen des Flächentransistors, Teil II, Nachrichtentechnik Nr. 3 (1957).

W. Rosenberg: Eigenschaften und Anwendungen des Flächentransistors, Teil III, Nachrichtentechnik Nr. 7 (1957).

F. Weitzsch: pnp-Flächentransistor Kompendium, Valvo-Berichte, Band III, Nr. 1, Febr. 1957.

Dr. W. Engbert: Die Darstellung der Transistoreigenschaften, Telefunken Röhrenmitteilungen Nr. 540510.

H. J. Tate: Temperature stabilized transistor amplifiers, Elektronics, June 1954.

A. Coblenz and H. L. Owens: Variation of transistor parameters with temperature, Proc. IRE, Nov. 1952.

G. Raabe: Vierpolparameter und Kenngrößen von Flächentransistoren, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 16 (1956) S. 483.

W. Münch: Transistorschaltungen, Fernmeldepraxis Nr. 23 (1955).

W. Taeger: Die verschiedenen Vierpoldarstellungen des Transistors, Frequenz Nr. 6 (1956).

Berichtigungen zum Teil 1 dieses Beitrages im Heft 21 (1957)

Es muß richtig heißen:

auf S. 659, rechte Spalte, 2. Zeile: ...durch Multiplikation mit dem Faktor R_L/h_{11} korrigiert werden...

auf S. 661, rechte Spalte, 18. Zeile: ...da er bei Überlastung sehr schnell zerstört wird.

auf S. 662, linke Spalte, 2. Zeile nach Bild 13: ...die Gerade des Lastwiderstandes $R_L = h'_{11}$ eingezeichnet.

Stabilität und Aufbau von ZF-Verstärkern

Diskussionsbeitrag zum gleichnamigen Artikel in Nr. 11 (1957) S. 342

Zu dem genannten Beitrag erreichten uns einige Stellungnahmen, die sich im wesentlichen auf zwei Punkte beziehen. Im Bild 17 (S. 346) ist die Verformung der Durchlaßkurve bei Regelung nicht aller Stufen eines Verstärkers mit versetzten Einzelkreisen gezeigt. Diese Kurve und Punkt 1 unter „Ausnahmefälle" (S. 346, mittlere Spalte) wurden angezweifelt, da jede Stufe für jede Frequenz des Gesamtbandes eine bestimmte Verstärkung hat und sich somit die Verstärkung für jede Frequenz um den gleichen Prozentsatz ändert, wenn nur eine Stufe geregelt wird. Nach der Beziehung $V \approx S \cdot R_a$, wobei sich bei Regelung nur S ändert und R_a für jede Frequenz einen anderen, während des Regelvorganges jedoch konstanten Wert hat, ist das zunächst theoretisch richtig. Der Verfasser des Artikels im Heft 11 äußerte sich hierzu wie folgt:

„Jede Stufe trägt mit einer ganz bestimmten Bandbreite und Verstärkung zu einer symmetrischen Gesamtdurchlaßkurve bei. Wird nun eine Stufe so weit zurückgeregelt, daß ihre Verstärkung fast den Wert Null erreicht, ist die Voraussetzung für eine symmetrische Gesamtdurchlaßkurve nicht mehr gegeben. Die angelegte Eingangsspannung gelangt dann größtenteils kapazitiv und teilweise auch induktiv über die heruntergeregelte Stufe an die nächstfolgende Verstärkerröhre.

Die ungeregelten Stufen bestimmen nun den Frequenzgang der Spannung am Ausgang des Verstärkers. Es entsteht eine Kurve nach Bild 17 (Heft 11, S. 346). Hierbei wurde die ungeregelte Kurve mit einer Verstärkung von 100 dB und die geregelte bei etwa 10 dB gemessen. Diese Erscheinung tritt nur bei einer starken Regelung und modern aufgebauten Verstärkern (Aufbau sehr eng, Spulen nicht abgeschirmt unter dem Chassis, keine Trennwände) auf. Die Verformung ist um so größer, je mehr Verstärkung und Bandbreite der geregelten Stufe in die Gesamtverstärkung und die Gesamtbandbreite eingehen.

Punkt 1 unter ‚Ausnahmefälle' hätte etwas genauer formuliert werden müssen. Selbstverständlich fällt die Verstärkung nicht nur für einige Frequenzen ab. Das geht ja auch aus Bild 17 hervor. An beiden Kurven muß allerdings der jeweilige Verstärkungswert oder die angelegte Eingangsspannung vermerkt werden (ungeregelt V = 100 dB, geregelt V = 10 dB).

Punkt 1 würde dann heißen:

> Regelt man bei breitbandigen Verstärkern und hohen Verstärkungen mit versetzten Resonanzkreisen, Filtern oder dergl. nicht alle Stufen, so ist durch eine starke Regelung (z. B. von 100 dB auf 10 dB!) die Abweichung beachtlich, da die Verstärkung für einige Frequenzen besonders stark abfällt. Es entsteht dann eine Kurve nach Bild 17.
>
> Die Ursache dafür ist, daß bei einer derartigen Regelung die geregelte Stufe oft eine Verstärkung unter 1 hat und die angelegte Eingangsspannung kapazitiv und teilweise auch induktiv über die heruntergeregelte Stufe an die nächstfolgende Verstärkerröhre gelangt."

Weiterhin wurde die Exaktheit der Ableitung der Beattyschen Formel (S. 342) beanstandet. Hier sind vom Verfasser absichtlich einige Vereinfachungen getroffen worden. Die Phasenverhältnisse wurden in den Formeln vernachlässigt und im Text erwähnt, z. B. zwischen Formeln (E) und (F) und zwischen (K) und (L). Führt man die komplexe Schreibweise ein (wir bezeichnen im folgenden Vektoren mit Fraktur- und nichtgerichtete Größen mit lateinischen Buchstaben, wobei die Steilheit S hier als Skalar, also als eine Größe angenommen wird, die als frequenz- und zeitunabhängig gelten kann), so gilt folgende Rechnung:

$$\mathfrak{V} = \mathfrak{V}_0 \frac{1}{1 - \frac{\mathfrak{U}_k}{\mathfrak{U}_g}} > \mathfrak{V}_0 . \qquad [B]$$

Mit $\mathfrak{U}_a = \mathfrak{V} \cdot \mathfrak{U}_g$ und $\mathfrak{V} = - S \cdot \mathfrak{R}_{res2}$ wird $\mathfrak{U}_a = - S \cdot \mathfrak{R}_{res2} \cdot \mathfrak{U}_g$ und damit

$$\mathfrak{J}_{Cga} = \mathfrak{U}_a \cdot j\omega C_{ga} = - S \cdot \mathfrak{U}_g \cdot \mathfrak{R}_{res2} \cdot j\omega C_{ga}. \qquad [I]$$

Somit wird

$$\frac{\mathfrak{U}_k}{\mathfrak{U}_g} = - S \cdot \mathfrak{R}_{res1} \cdot \mathfrak{R}_{res2} \cdot j\omega C_{ga}$$

$$= S \cdot \mathfrak{R}_{res1} \cdot \mathfrak{R}_{res2} \cdot \omega C_{ga} \cdot e^{j90°} \cdot e^{j180°}.$$

An Stelle des j wurde $e^{j\,90°}$ und für das Minuszeichen wurde $e^{j\,180°}$ geschrieben. E ergibt sich also:

$$\frac{\mathfrak{U}_k}{\mathfrak{U}_g} = S \cdot \mathfrak{R}_{res1} \cdot \mathfrak{R}_{res2} \cdot \omega C_{ga} \cdot e^{-j\,90°}.$$

Die Frequenz werde jetzt erhöht, bis

$\mathfrak{R}_{verst1} = 0{,}707\, \mathfrak{R}_{res1}$ und $\mathfrak{R}_{verst2} = 0{,}707\, \mathfrak{R}_{res2}$ ist.

Dann ist

$$\frac{\mathfrak{U}_k}{\mathfrak{U}_g} = S \cdot \omega C_{ga} \cdot e^{-j\,90°} \cdot |\mathfrak{R}_{res1}| \cdot e^{j\,45°} \cdot |\mathfrak{R}_{res2}| \cdot e^{j\,45°} \cdot 0{,}5 \cdot \qquad [N]$$

Bei dieser Frequenz kann also Selbsterregung einsetzen. Die Phasenbedingung ist erfüllt ($e^{-j\,90°} \cdot e^{j\,45°} \cdot e^{j\,45°} = + 1$); die Amplitudenbedingung ergibt sich ebenfalls aus [N] und aus der Formel (O) S. 342 im Heft 11.

Die Redaktion

Zündfunkenanalysator

Ein interessantes Gerät wird im Septemberheft der „Radio-Electronics" beschrieben. Es handelt sich um einen Impulsoszillografen einfacher Bauart zur Untersuchung von Störungen an Kraftfahrzeugzündanlagen. Da die zur Verfügung stehenden Impulse eine relativ hohe Amplitude haben, erübrigt sich eine besondere Verstärkung (ein Triodensystem reicht aus!).

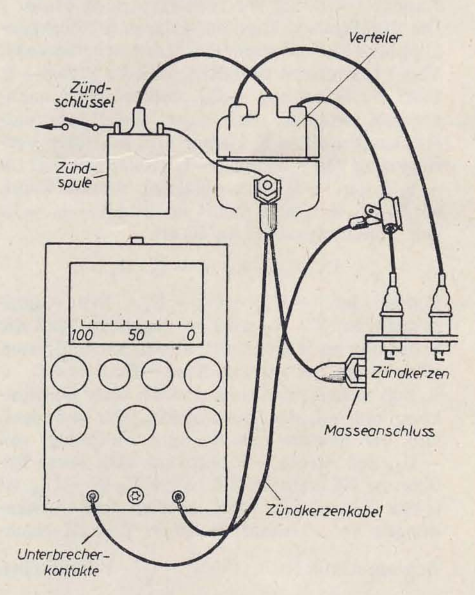


Bild 1: Anschluß des Zündfunkenanalysators an den Motor

Bild 1 zeigt den Anschluß des Zündfunkenanalysators an den Motor. Der Meßeingang wird vom Unterbrecherkontakt gespeist, vom Zündkabel der ersten Kerze wird kapazitiv ein Synchronimpuls abgenommen und dem Kippteil zugeführt. Dort sorgt ein Trigger dafür, daß die Zeitablenkung erst beim Überspringen des Zündfunkens beginnt. Durch Verändern der Zeitbasis können bis zu vier Zündfunkenimpulse hintereinander (Beispiel des 4-Zylinder-Motors) abgebildet werden. Bei Motoren mit mehr Zylindern hat es sich als zweckmäßig erwiesen, erst die eine Hälfte der Zündimpulse und dann, durch Umklemmen der Synchronisationsleitung an das betreffende Zündkabel, die andere Hälfte auf dem Schirm abzubilden. Bild 2 zeigt, wie die abgebildeten Impulse ausgewertet werden können.

Im Prinzip kann natürlich auch jeder andere Impulsoszillograf verwendet werden. Es empfiehlt sich aber dann, durch ein Tiefpaßfilter dafür zu sorgen, daß die höheren Komponenten des Signals nicht in den Trigger gelangen.

Das Gerät wurde von der Redaktion der Zeitschrift „Radio-Electronics" nachgebaut und praktisch erprobt. Es sollen sich mit Hilfe des „Zündfunkenanalysators" sehr schnell und exakt Fehler in der Zündanlage beliebiger Otto-Motoren finden lassen.

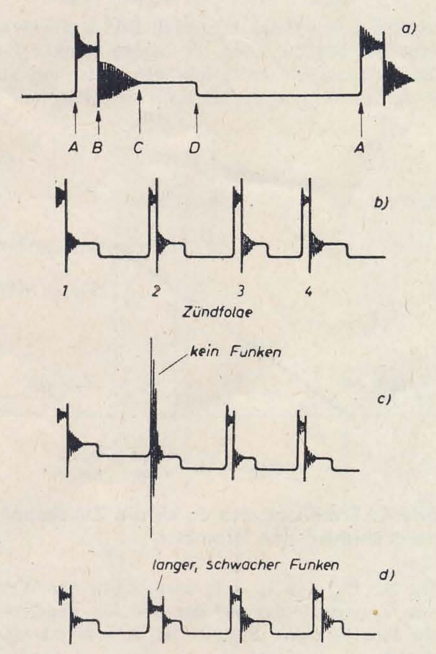


Bild 2: Schirmbilder des Zündfunkenanalysators

a) Schirmbild eines einfachen Funkens
   A Kontakte offen, Ausbildung des Funkens durch die hohe Spannung an der Zündspule
   A-B Dauer des Funkens
   B die Spannung an der Spule ist auf die Funkenlöschspannung abgefallen
   B-C die restliche Spannung an der Spule bricht ohne Funken zusammen
   C Spannung vollkommen zusammengebrochen
   D Kontakte geschlossen
b) Impulsfolge beim Arbeiten eines 4-Zylinder-Motors
c) Aussetzen eines Zündfunkens
d) Wirkung eines langen schwachen Funkens

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Vor fünf Jahren** wurden zum erstenmal offizielle Versuchssendungen des Deutschen Fernsehfunks in Berlin-Adlershof über den Berliner Fernsehsender auf dem Stadthaus ausgestrahlt. Heute wird täglich ein interessantes und vielseitiges Programm von acht Sendern für über 130 000 Fernsehteilnehmer in Berlin und der DDR übertragen.

▼ **An der Fakultät für Kerntechnik** der TH Dresden wurde am 1. 11. das Richtfest für das zentrale Gebäude gefeiert, in dem nach seiner Fertigstellung der größte Teil der in Dresden und Pirna bestehenden einzelnen Institute für Kerntechnik und Kernphysik konzentriert werden soll.

▼ **Aufgenommen** wurden in die Union Internationaler Messen, UFI, auf ihrem 24. Kongreß in Leipzig sechs Messen, darunter der Salon für Elektronik und Kerntechnik Rom. Außerdem wurde die Aufnahme von Fachveranstaltungen mit internationalem Charakter bestätigt.

▼ **Amerikas etwa 150 000 Funkamateure** brachten der einschlägigen Industrie 1956 einen Umsatz an Einzelteilen und Geräten von rund 20 Millionen Dollar. Nach Meldungen von „radio mentor" rechnet man mit einer jährlichen Steigerung dieses Betrages um 20%.

▼ **Der Druckfehlerteufel** hat uns bei der Geschwindigkeitsangabe für den „Sputnik" in Nr. 21, S. 666, einen Streich gespielt. „Sputnik" bewegt sich mit 8000 m/s = 8 km/s um die Erde.

Nr. 15: In dem Beitrag „Neuheiten auf dem Gebiet der Elektronik" befinden sich auf Seite 470 in der 2. Spalte leider einige Fehler. Es muß dort in der 4. Zeile von oben heißen:

Auch von Telefunken werden mehrere Zuverlässigkeits- und Langlebensdauerröhren gefertigt, die zum Teil von Rundfunktypen abgeleitet sind (in Klammern angegeben). Die E 180 F ist eine Pentode für Breitbandverstärkung mit S = 16,5 mA/V, die EAA 901 S (= EAA 91) eine Zweifachdiode, die ECC 801 S (= ECC 81) und ECC 802 S (= ECC 82) sind Doppeltrioden mit getrennten Katoden, die EF 804 S (= EF 86 mit anderer Sockelschaltung) ist eine kling- und brummarme NF-Pentode. Die EL 803 und EL 803 S (= EL 83) sind Leistungspentoden für Breitbandendverstärker. Die EH 900 S (= 5915) ist eine Heptode für Schaltzwecke. Valvo hat im Programm der Roten Reihe die Röhren E 80 CC (= 6085), E 80 F (= 6084), E 80 L (= 6227), E 82 M und E 180 F (= 6688).

Nr. 18, S. 581, 1. Spalte, 2. Absatz: Die Formulierung „Als weitere Neuheit sah man bei Valvo die Abstimmanzeigeröhre DM 160, ähnlich der DM 70, aber in Subminiaturausführung" führt zu Irrtümern. Die DM 70 ist gleichfalls eine Subminiaturröhre.

Nr. 20, S. 653, letzter Satz: Nicht die geraden 14er Stecker, sondern winklige 18er teilgeschirmte Stekker mit Schraubanschluß werden für die Eigenentstörung des P 70 verwendet.

Internationaler Verband für automatische Regelung (IFAC)

Im September wurde in Paris die International Federation of Automatic Control (IFAC) gegründet, deren Arbeitsgebiet die Theorie und Anwendung der Regelungstechnik einschließlich Steuerungen und Servomechanismen sowie Probleme der Gerätetechnik, Informationsverarbeitung und elektronischen Rechenmaschinen, soweit sie in Regelungssystemen enthalten sind bzw. mit den Fragen der Regelung in Zusammenhang stehen, umfaßt. Zum Präsidenten des aus 11 Mitgliedern bestehenden Exekutivrates wählte die Gründungsversammlung H. Chestnut, USA, zum 1. Vizepräsidenten Prof. A. M. Letov, UdSSR, zum 2. Vizepräsidenten Prof. V. Broida, Frankreich. Durch Erfahrungsaustausch zwischen den nationalen Mitgliedsorganisationen will der Verband die Entwicklung der technisch-wissenschaftlichen Grundlagen der Regelungstechnik fördern. Auf internationalen Tagungen und in Arbeitsausschüssen mit internationaler Zusammensetzung sollen Teilgebiete der Regelungstechnik behandelt werden. Der erste Kongreß der IFAC soll 1959 oder 1960 in Moskau tagen.

Versuche mit einem Wasserstoffelement

Die amerikanische Firma „National Carbon Company" nutzt in einem neuartigen Primärelement die elektrische Energie aus, die bei der Oxydation des Wasserstoffs entsteht. Der Wirkungsgrad des Elementes soll 60···80% betragen, die erzeugte EMK etwa 1 V. Ein einziges H-O-Element von 30 cm Länge soll eine Leistung von etwa 1 kW liefern.

Toute la Radio, November 1957

Neuer Ge-Diodentyp

Der Nobelpreisträger Dr. W. Shockley hat einen neuen Ge-Diodentyp entwickelt. Vier Zonen, in der Reihenfolge p-n-p-n, ergeben Eigenschaften, die dieses Bauelement vielseitig verwendbar machen. Besonders beachtlich ist die Tatsache, daß die Diode im geöffneten Zustand einen Innenwiderstand von 3···30 Ω hat, im Sperrbereich einen solchen bis zu 10 MΩ. Wenn die Spannung einen bestimmten Wert überschreitet, geht die Diode in den Sperrzustand über; unterschreitet der Strom einen unteren Grenzwert, so springt die Diode in den geöffneten Zustand über. Damit lassen sich z. B. leicht Rechteckwellen- oder Sägezahngeneratoren aufbauen.

La Radio-Revue 9 (1957)

Ein Komitee für atomare Energiegewinnung

ist beim Staatlichen Rat für die friedliche Nutzung der Kernenergie in Polen gebildet worden und hat die Aufgabe, die Arbeiten auf dem Gebiete der Atomenergie in Polen zu koordinieren. Vorsitzender ist der stellvertretende Vorsitzende der Plankommission beim Ministerrat Jaszczuk.

Beim Aufbau und der Arbeit der in Polen entstehenden Atomforschungszentren können die polnischen Wissenschaftler ihre bei einem längeren Aufenthalt im Vereinigten Institut für Kernforschung in Dubna bereits gesammelten Erfahrungen auswerten.

Das größte Synchrophasotron der Welt

befindet sich im Vereinigten Institut für Kernforschung in Dubna. In dieser Anlage werden die Atomkerne des Wasserstoffs bis zu einer Energie von 10 Milliarden eV beschleunigt. Der Stahlkörper des riesigen Ringelektromagneten hat ein Gewicht von 36 000 t und einen Durchmesser von 60 m.

Den Bau eines Atomzentrums

noch bis zum Jahre 1960 hat das Österreichische Kabinett beschlossen. Die Kosten für das Projekt wurden mit 100 Millionen Schilling veranschlagt.

In Ägypten

wird mit Unterstützung der Sowjetunion ein Atomreaktor und ein Laboratorium für Kernphysik gebaut.

Zwischen Schweden und Großbritannien

wurde ein Abkommen über die Zusammenarbeit bei der friedlichen Verwendung der Atomenergie auf zehn Jahre geschlossen. Unter anderem ist der Austausch von Informationen über Atomreaktoren und Forschungsmaterial vorgesehen.

Fernsehanlage im Bankverkehr

Einen sogenannten Autoschalter nach dem System der amerikanischen drive-in-Bank — der Kunde bleibt beim Einzahlen oder Einlösen von Barschecks in seinem Fahrzeug sitzen — eröffnete kürzlich die Sparkasse der Stadt Köln. Die Kontrolle der Schecks in der Buchhaltung erfolgt mit Hilfe einer von Siemens entwickelten Fernsehanlage. Hierbei braucht der Angestellte im Autoschalter den zu überprüfenden Scheck lediglich auf die Glasplatte des Gebergerätes zu legen, wo er von einer Fernsehkamera abgetastet wird, und durch Tastendruck die entsprechende Buchhaltungsabteilung zu wählen. Dort wird das auf dem Schirm eines Sichtgerätes erscheinende Bild des Schecks verglichen. Zur Freigabe drückt der Buchhalter die Taste eines Spezialfernsprechers und löst dabei am Gebergerät einen Typendrucker aus, der den Originalscheck mit einer Faksimile-Unterschrift stempelt. Nimmt der Schalterbeamte den Scheck aus dem Geber heraus, wird die Verbindung automatisch getrennt. Die Verständigung des Schalterbeamten mit dem Kunden erfolgt über eine Gegensprechanlage.

Funkschau Nr. 21 (1957)

Radiobaukästen

bringt die „Kit-Industrie" der USA jetzt auch für Transistorgeräte auf den Markt. Ein mit zwei Transistoren bestückter Taschenempfänger (Pocket Radio Kit) der Knight Electronics Corp. wird nach einer Reflexschaltung aufgebaut. Die gesamte Verdrahtung ist bereits auf einer gedruckten Schaltungsplatte untergebracht. Das billige, nur etwa 300 g schwere und 10 × 9 × 4,7 cm große Gerät wird mit einer dynamischen Miniaturohrmuschel ausgerüstet. Die Abstimmung erfolgt über einen Miniaturluftdrehkondensator, außerdem ist eine Lautstärkeregelung vorgesehen. Der Baukasten enthält neben sämtlichen Einzelteilen einschl. des Kunstledergehäuses eine ausführliche Baubeschreibung.

Neue Nachrichtengeräte

Im Signalcorps der USA-Armee wurden kürzlich zwei neue Nachrichtengeräte erprobt. Bei dem ersten handelt es sich um ein Bildfunkgerät für den Feldeinsatz (in einem Jeep montiert). Mit seiner Hilfe soll es möglich sein, von einem am Einsatzort belichteten Film innerhalb von fünf Minuten ein vollständiges Faksimile bis zu 40 Meilen weit zu senden (gerechnet vom Augenblick der fotografischen Aufnahme an). Weiter wurde ein in einem üblichen Helm untergebrachtes Funksprechgerät entwickelt, dessen Stromversorgung aus einer Kombination von Nickel-Kadmium-Zellen und einer Silizium-Sonnenbatterie besteht. Bei normalem intermittierenden Funksprechbetrieb gewährleistet diese Kombination Betriebsbereitschaft bei Tag und Nacht für ein Jahr und länger.

Radio and TV-News, Aug. 1957

Ausbau des schwedischen Fernsehnetzes

Die endgültige Fertigstellung der Fernsehrichtfunkstrecke Stockholm — Göteborg — Malmö beabsichtigt die schwedische Fernsehgesellschaft im Haushaltsjahr vom 1. 7. 1957 bis 30. 6. 1958 Zur Ausdehnung ihrer Reichweite sollen die Sender in Göteborg und Norrköping im März 1958 durch stärkere ersetzt werden. Nach dem Plan für den Ausbau des Fernsehnetzes sollen im 1. Halbjahr 1959 die Städte Hörby, Halmstad, Nässjö, Skövde und Gävle je einen Fernsehsender erhalten, während Hälsingborg 1960, Västerås und Örebro 1961 und Sundsvall sowie Boden im hohen Norden 1962 mit Fernsehen versorgt sein sollen. In Fachkreisen rechnet man infolge des großen Interesses der Bevölkerung am Fernsehen mit einer Zustimmung des Reichstags zu einem Plan mit wesentlich kürzeren Bauzeiten als angegeben.

Radio och Television Nr. 10 (1957)

Provisorisch in Betrieb genommen wurde im August die Richtfunkstrecke Stockholm—Göteborg und nicht, wie in Nr. 22 gemeldet, Stockholm—Malmö.



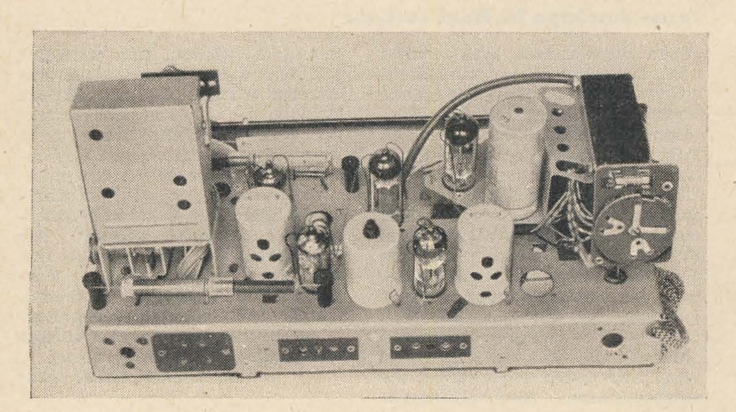
Ing. ROLAND SCHEUBNER

6/9-Kreis-Mittelsuper „Potsdam“

Das Gerät „Potsdam“, ein 6/9-Kreis-Mittelsuper der unteren Preisklasse, wird nur in Wechselstromausführung gefertigt und kommt in drei Gehäuseformen in den Handel.

UKW-HF-Teil

Der mit der Doppeltriode ECC 85 bestückte UKW-Tuner ist als Standardteil aufgebaut, der in der gleichen Bauform auch im Gerät „Berolina“ vom VEB Stern-Radio Berlin und in sämtlichen UKW-Geräten des VEB Stern-Radio Sonneberg verwendet wird. Die erste Triode der ECC 85 arbeitet in Zwischenbasisschaltung, C_1 und R_2 dienen zur Gittervorspannungserzeugung, C_2 stellt den Anodenneutralisationskondensator dar. Die Abstimmung erfolgt mit dem Doppelvariometer L_5, L_6. Die Rückkopplungsspule L_7 ist so dimensioniert, daß eine nahezu konstante Oszillatoramplitude über den Bereich besteht. R_3 dient in Verbindung mit L_4 als Dezisperre.
An die Anode der als selbstschwingende Mischstufe geschalteten zweiten Triode der ECC 85 ist ein hochohmiges Bandfilter mit einem Resonanzwiderstand von etwa 15 kΩ angeschlossen.
Die Gesamtverstärkung des UKW-Tuners ist vom 240-Ω-Eingang gemessen ≧ 300-fach. Die Bandbreite ist etwa 200 kHz bei einer 300-kHz-Selektion von 1 : 8. Über ein verlustarmes Lupolenkabel gelangt die Ausgangsspannung des ZF-Bandfilters über den Umschalter A_{17} A_{21} zum Gitter 1 der ECH 81.



Chassis des „Potsdam“

AM-HF-Teil

Der AM-HF-Teil des Gerätes „Potsdam“ besitzt an Stelle des üblichen Drehkondensators eine Variometerabstimmung, die hier durchaus vertretbar ist, da auf den Kurzwellenbereich verzichtet wurde. Der erzielte Gleichlauf kann, wie die gemessenen Empfindlichkeiten bestätigen, als gut angesehen werden.
Das Eingangssignal bei Mittelwelle und Langwelle gelangt über die kapazitive Fußpunktkopplung, das Vorkreisvariometer und die betreffenden Vorkreisabstimmspulen zum Gitter 1 der ECH 81. Zur Vorkreisabstimmung wird der Mittelwellenbereich bei einer Eingangsfrequenz

Fortsetzung auf Seite 734

Ein einfacher Transistortaschenempfänger

Transistoren findet man heute bereits in vielen NF-Teilen von Koffergeräten, wo sich die geringe Betriebsspannung und die kleinen Dimensionen in bezug auf die Wirtschaftlichkeit der Geräte und Raumersparnis günstig auswirken. Uns interessierten die Eigenschaften eines Transistor-NF-Verstärkers sowie die Leistungsfähigkeit eines einfachen Transistortaschenempfängers. Dabei sollte mit wenig Aufwand ein Gerät mit geringen äußeren Abmessungen aufgebaut werden.
Der HF-Teil des Empfängers besteht aus einem einfachen abstimmbaren Schwingkreis (Bild 1) und begrenzt durch die fehlende HF-Verstärkung die Empfindlichkeit des Gerätes. Um eine gewisse Richtwirkung zu erreichen, wurde als Wickelkörper für die Spule ein Ferritkern verwandt, jeder normale Einkreisspulensatz hat sich ebenfalls als brauchbar erwiesen. Das HF-Signal wird masseseitig eingekoppelt, um den Einfluß der Handkapazität bei der Bedienung zu vermeiden. Für die Gleichrichtung wird eine Kristalldiode Typ OA 642 benutzt. Die weitere Bestückung besteht aus zwei Transistoren OC 810 (WBN) und einem Transistor OC 602 (Telefunken).

Die große Kapazität der Kopplungskondensatoren zwischen den einzelnen Stufen ist durch den kleinen Innenwiderstand der Transistoren bedingt. Zur besseren Temperaturstabilisierung kann der Widerstand R_1 der Endstufe mit einem Heißleiter überbrückt werden. Die Speisespannung von 6 V liefern drei 2-V-Taschenlampenbatterien in Serienschaltung. Der Stromverbrauch beträgt 12 mA.

Das bei der Verstärkung auftretende Halbleiterrauschen wird durch den Kondensator C_1 unterdrückt. Bild 2 zeigt den Frequenzgang ohne Kondensator C_1.
Die Ausgangsleistung beträgt 20 mW, die Empfindlichkeit 20 mV. In das Gerät wurde ein Lautsprecher Typ P 65 eingebaut. Es kann für den Ortsempfang als geeignet betrachtet werden; eine Antenne ist dabei zu empfehlen.

J. Ebner, H. Reimann

Bild 2: Frequenzgang

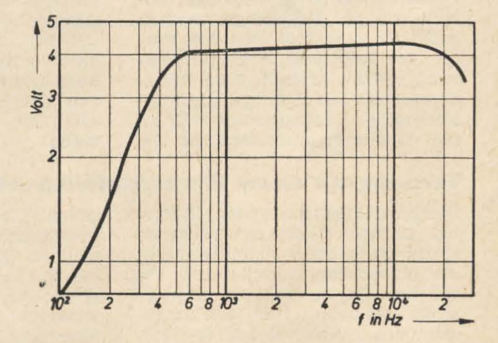


Bild 3: Aufbau des Gerätes

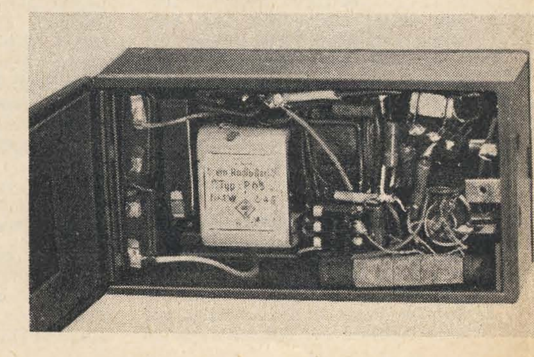
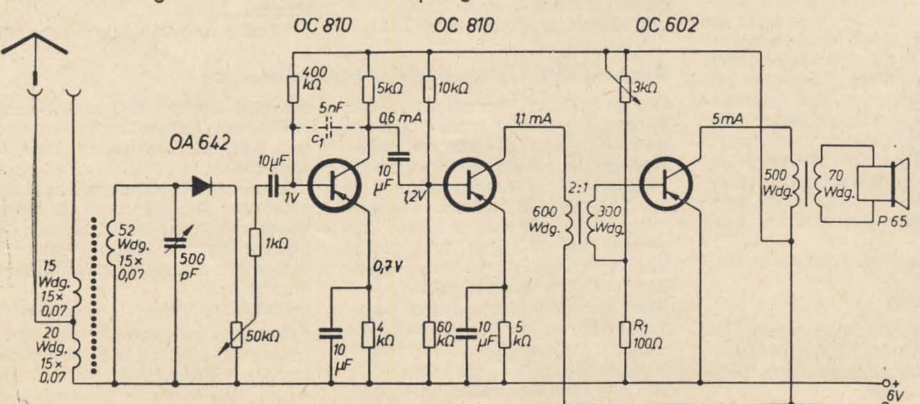
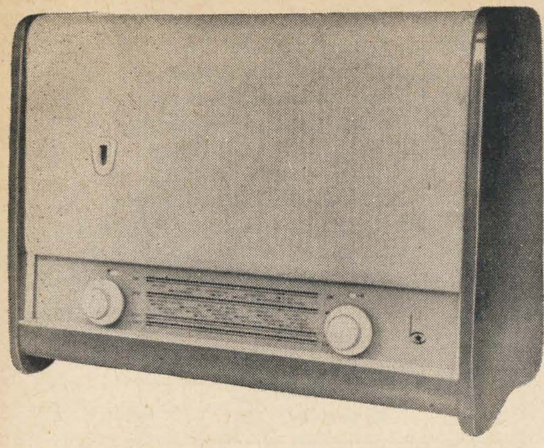


Bild 1: Schaltung des Transistortaschenempfängers



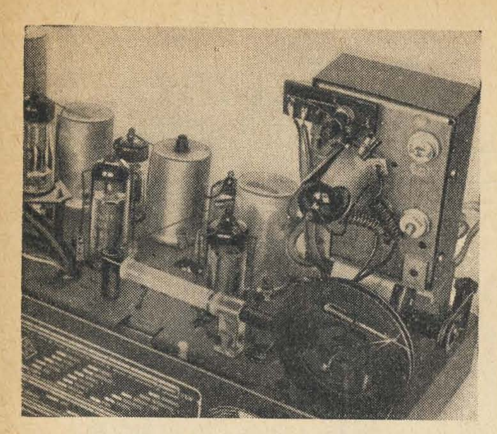


„Potsdam“

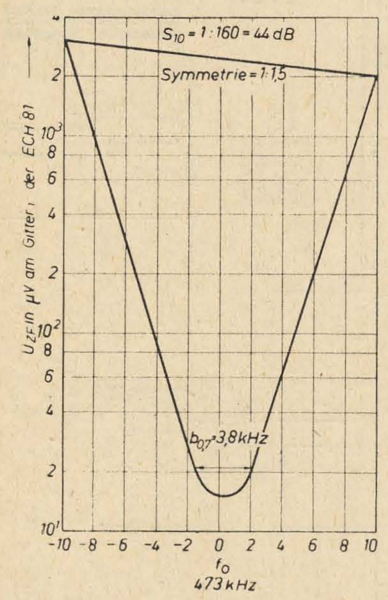
VEB Stern-Radio Berlin

Technische Daten

Stromart: Wechselstrom
Spannungen: 110, 125, 220, 240 V
Leistungsaufnahme: etwa 50 W
Röhrenbestückung:
ECC 85, ECH 81, EF 89, EABC 80, EL 84, EM 80
Netzgleichrichter: EZ 80
Wellenbereiche:
U 87... 100 MHz
M 510...1620 kHz
L 145... 280 kHz
Zahl der Kreise:
AM 6 + 1, FM 9
Zwischenfrequenz:
AM 473 kHz, FM 10,7 MHz
HF-Empfindlichkeiten:
U: ≦ 5 μV bei 26 dB Rauschabstand
M: bei 1 MHz ≦ 20 μV für 50 mW Ausgangsleistung
L: bei 200 kHz ≦ 20 μV für 50 mW Ausgangsleistung
HF-Selektion:
FM 1:180 bei f_e 94 MHz
AM 1:160 bei f_e 600 kHz
HF-Bandbreite:
FM 120 kHz, AM 3,8 kHz
ZF-Empfindlichkeiten:
FM 700 μV bei 1 V Summenspg.
AM 15 μV bei 50 mW Ausg.-Leistg.
ZF-Selektion:
FM 1: 23, AM 1:160
ZF-Bandbreite:
FM 150 kHz, AM 3,8 kHz
UKW-Eingangsimpedanz:
240 Ω symmetrisch
Dynamische Begrenzung:
≧ 26 dB ab 10 μV Nutzsignal, 12,5 kHz Hub
30% Modulationsgrad, f_m 1000 Hz
Einsatzpunkt der statischen Begrenzung: ≧ 100 μV
Spiegelfrequenzselektion:
U 1: 35 bei f_e 94 MHz
M 1: 175 bei f_e 600 kHz
L 1:1300 bei f_e 200 kHz
Schwundausgleich:
rückwärts auf zwei Stufen wirks.
Gegenkopplung:
über eine Stufe, frequenzabhängig von der sekundären Seite des Ausgangstrafos zum Fußpunkt des Lautstärkereglers
Klangregelung: Tonblende
Ausgangsleistung:
etwa 3 W bei 10% k
Lautsprecher:
Breitbandlautsprecher 2 W
Tonabnehmerempfindlichkeit:
14 mV b. 50 mW Ausgangsleistg.
Anschluß für 2. Lautsprecher:
vorhanden, etwa 4 Ω
Anschluß für TB-Gerät:
genormter Diodenanschluß



Statt des Drehkondensators wird beim „Potsdam" die Variometerabstimmung angewendet (vorn im Bild)



ZF-Selektionskurve für AM

von 600 kHz mit C_{17}, bei 1500 kHz mit L_{13} abgeglichen.

Der Langwellenvorkreisabgleich erfolgt nur mit L_{12} bei 200 kHz Eingangsfrequenz.

Der Oszillatorteil des Empfängers zeigt keine Besonderheiten. Als Kreiskondensatoren für Mittel- und Langwelle wirken C_{22}, C_{23}, parallel dazu C_{24}; C_{24} wird nur bei Mittelwelle 600 kHz abgeglichen, mit L_{16} wird bei 1500 kHz, mit L_{17} bei Langwelle 200 kHz abgestimmt.

Zur Bereichsumschaltung wird ein Zweiebenenschalter verwendet. Die Reihenfolge der Schaltstellungen ist folgende: U, M, L, TA. Die Kontakte sind selbstreinigend ausgeführt. Ausfälle der Geräte durch mangelnde Kontaktgabe waren noch nicht zu verzeichnen.

Die HF-Empfindlichkeit von Mittel- und Langwelle sowie die Bandbreite und Selektion sind aus den technischen Daten zu ersehen.

ZF-Teil AM und FM

Die ZF-Bandfilter für FM besitzen verhältnismäßig kleine Kreiskapazitäten, die aber notwendig sind, um bei einem 9-Kreis-Empfänger eine ausreichende UKW-Verstärkung zu erreichen. Das Bandfilter der Stufe der ECH 81 hat Kreiskapazitäten von 20 pF (C_{27}, C_{29}). Die Stufenverstärkung ist 20fach, die Stufenselektion bei einem k/d-Wert von 0,8 1 : 9.

Das Ratiofilter wurde gesondert aufgebaut, seine Kopplung ist induktiv; die dynamische Begrenzung ist bei einer Summenspannung von 4 V $\geqq$ 26 dB.

R_{25} dient in Verbindung mit R_{19} zum Einstellen der maximalen FM-Demodulationswirkung bei optimaler AM-Unterdrückung. Die Niederfrequenzspannung wird am Symmetriepunkt des Ratiofilters abgenommen und gelangt über das Deakzentuierungsglied R_{23}, C_{41} und über den Umschalter B_{10}, B_5 zum NF-Eingang des Lautstärkereglers.

Der ZF-Teil für AM ist zweistufig aufgebaut, das erste Filter besitzt Kreiskapazitäten von 300 pF, die Stufenverstärkung ist etwa 90fach, die Stufenselektion 1 : 14 bei einem k/d-Wert von 1,4; die Kopplung des Filters ist induktiv.

Das Diodenfilter mit Kreiskapazitäten von 160 pF ist im Sekundärkreis mit einer Anzapfung versehen. Der Belastungswiderstand der Diodenstrecke beträgt 500 kΩ und gewährleistet einen guten Demodulationswirkungsgrad.

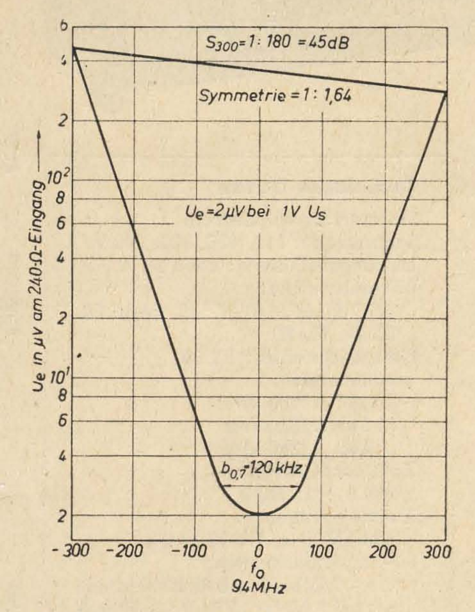
Die Kopplung des Filters erfolgt induktiv, der k/d-Wert beträgt 0,75, die erreichbare Stufenselektion 1 : 12.

Die NF-Spannung des AM-ZF-Verstärkers gelangt über R_{20} und den Umschalter B_8, B_3 zum NF-Eingang.

NF-Verstärker

Der NF-Verstärker zeigt keine Besonderheiten. Er ist mit den Standardröhren EABC 80 und EL 84 bestückt. Die Gegenkopplungsspannung gelangt über das frequenzabhängige Glied R_{36}, C_{53} zum Fußpunkt des Lautstärkereglers. Die Klangblende liegt über C_{47} am Gitter 1 der EABC 80 und dient zur Höhenbeschneidung. Der Ausgangstrafo gewährleistet mit dem Breitbandlautsprecher Typ L 2255 eine gute Frequenzwiedergabe bis 10 kHz. Verständlicherweise kann von diesem Gerät nicht die Musikwiedergabe eines Raumklangempfängers erwartet werden.

Der Magnettonbandanschluß ist so ausgelegt, daß bei normalem Eingangspegel am Diodeneingang immer eine NF-Spannung von > 5 mV < 100 mV liegt.

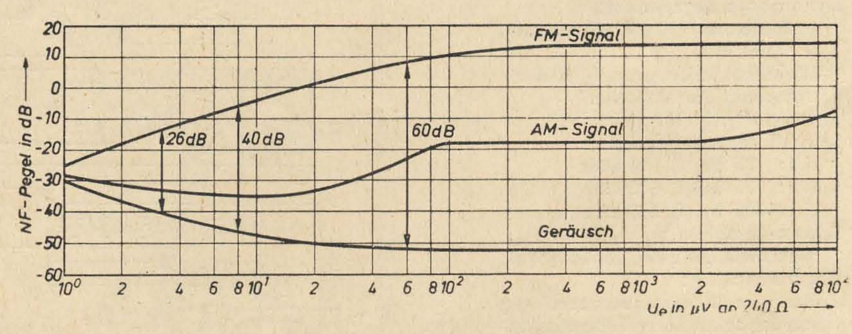


HF-Selektionskurve für FM

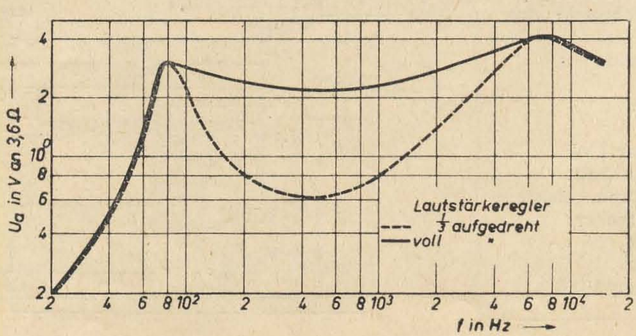
Netzteil

Im Netzteil wird der gleiche Netztrafo wie im Gerät „Berolina" verwendet [s. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 1 (1957) S. 16 bis 18]. Durch Verwendung der bekannten Brummkompensationsschaltung in Verbindung mit einer ausreichenden Siebkette von 2 × 50 µF wird gute Brummfreiheit gewährleistet.

Eine Verdrosselung der Heizung war nur bei der Röhre ECC 85 notwendig.



Grenzempfindlichkeit, statische und dynamische Begrenzung als Funktion der Eingangsspannung



Niederfrequenzkurve

HORST BANSEMER

Ein 11-Kreis-UKW-Einbausuper

Im folgenden soll ein leistungsfähiger 11-Kreis-UKW-Einbausuper beschrieben werden, der sich schon mehrfach bewährt hat. Das Eingangsaggregat und die Miniatur-ZF-Filter werden von der Firma G. Neumann, Kreuzburg/Werra, hergestellt und sind im Handel für 28,50 DM erhältlich. Es können aber auch die Miniaturfilter der Firma „Hochfrequenzwerkstätten Meuselwitz" verwendet werden. Die induktive Abstimmung und die gedrängte Bauweise des Eingangsteiles gestatten es, die Gesamtmaße gering zu halten. Die ZF-Stufen können im „Zickzack" oder „hintereinander" aufgebaut werden. Ersteres ergibt zwar sehr geringe Baulänge, kann aber auch leichter Schwingneigung zeigen (die Gesamtverstärkung des ZF-Teiles ist sehr hoch!). Wenn man genügend Platz hat, sollte man die letztere Methode anwenden. Die Schaltung (Bild 1) benötigt verhältnismäßig wenig Bauteile. Durch Verwendung der EF 89 ist eine hohe Schwingsicherheit der einzelnen Stufen gewährleistet. Außerdem sind die einzelnen Stufen neutralisiert. Die erste ZF-Röhre arbeitet in dieser Schaltung mit größter Steilheit (und damit größter Verstärkung, da $V = S \cdot R_a$), während das Röhrenrauschen und die Schwingneigung geringer sind, als in Schaltungen mit Katodenwiderstand. Die Gittervorspannung der Röhren entsteht am Gitterableitwiderstand. Deshalb dürfen keinesfalls kleinere Widerstandswerte im Schirmgitter verwendet werden. Die Verwendung von Hochohm-$^1/_{10}$-W-Widerständen als Gitterableitwiderstände bringt keine Nachteile mit sich, da diese rauschmäßig günstiger liegen als Glanzkohlewiderstände (Kolloidverfahren). Die zweite Stufe arbeitet als schwacher, die dritte als starker Begrenzer. Die Bandfilterkopplung der beiden Begrenzer hat gegenüber der RC-Kopplung den Vorteil, daß die im ersten Begrenzer entstehenden Oberwellen im zweiten Begrenzer nicht mit verstärkt, sondern nach Masse abgeleitet werden. Der Ratiodetektor ist unsymmetrisch ausgelegt. Verwendet man dabei Ge-Dioden (z. B. WBN: OAA 646, OAA 647, OAA 687; Siemens: RL 231, RL 232; Valvo: 2 OA 72 usw.), so kann das Chassis um etwa 1,5 cm verkürzt werden (16-µF-Elko an den Platz der EAA 91 setzen). Außerdem entfällt dadurch in der Heizleitung die Drossel und ein 10-nF-Kondensator. Beim Niedervoltelko sind 8 µF nicht zu unterschreiten, da sonst die Regelspannung im Takte der NF schwankt und die Begrenzerwirkung schlechter wird. Eine Betriebsspannung von 30 bis 35 V ist vollkommen ausreichend. Durch die starke Begrenzung entsteht auch bei stärksten Sendern am Ratiodetektor nur eine Gleichspannung von 20 bis 25 V. Der Wert des zum Deakzentuierungsglied gehörigen Kondensators ist abhängig von der Länge und Güte des NF-Abschirmkabels und sonstiger Schaltkapazitäten, da diese in die Zeitkonstante mit eingehen. Dünne Abschirmkabel weisen erhebliche Kapazitäten pro Meter auf. Der einzubauende Kondensator beträgt nach diesen Überlegungen etwa 500 bis 800 pF. Den 50-kΩ-Widerstand auf 0,1 MΩ zu erhöhen, ist nicht ratsam, da sich dadurch der Quellwiderstand der NF unnötig erhöht und die Brummempfindlichkeit der NF-Bauteile und der NF-Leitung ansteigt. Die Heizdrossel stellt man aus 0,7 mm dickem CuL-Draht her, wobei 35 Windungen auf 6 mm Durchmesser (Potentiometerachse) eng gewickelt werden (freitragend einlöten). Der Wert be-

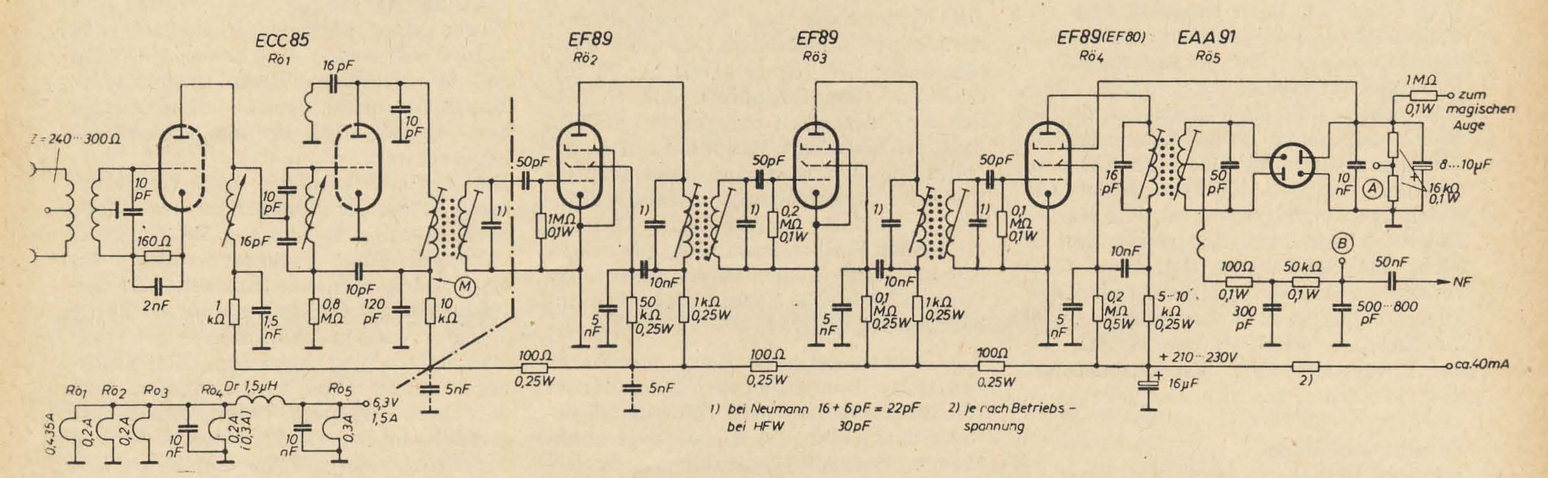


Bild 1: Gesamtschaltung des 11-Kreis-UKW-Einbausupers (zwecks besserer Begrenzung kann R_{g2} von Rö3 auf 0,2 MΩ erhöht werden)

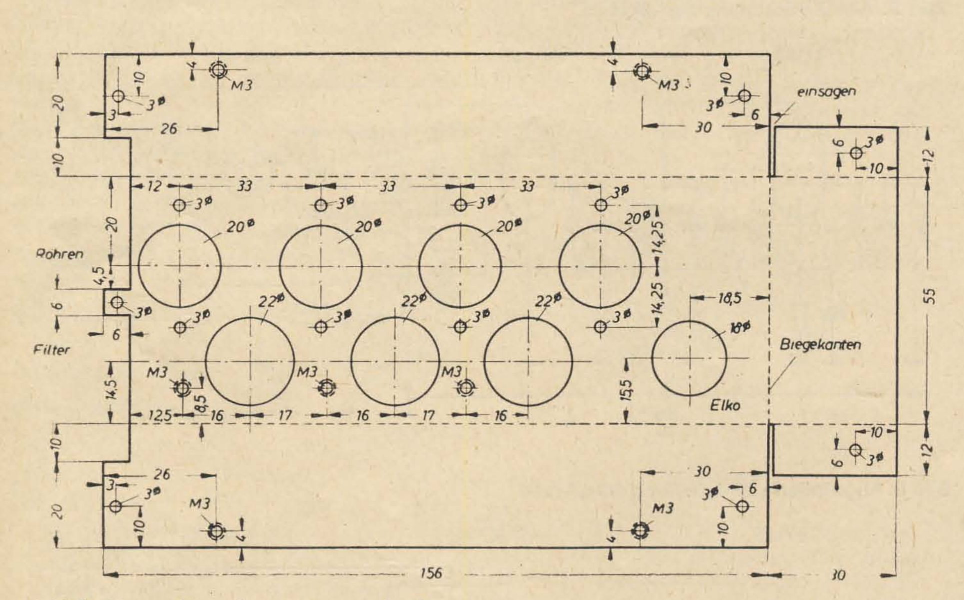
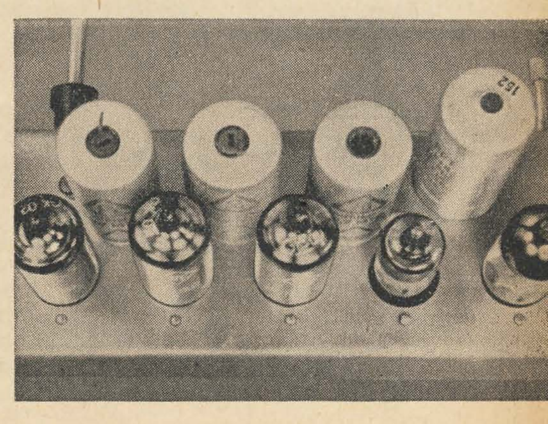


Bild 2: Chassisskizze (von unten gesehen)

Bild 3: Ansicht des Chassis von oben (stimmt nicht genau mit der Chassisskizze überein, da der Verfasser das abgebildete Gerät mechanisch etwas anders aufgebaut hat)



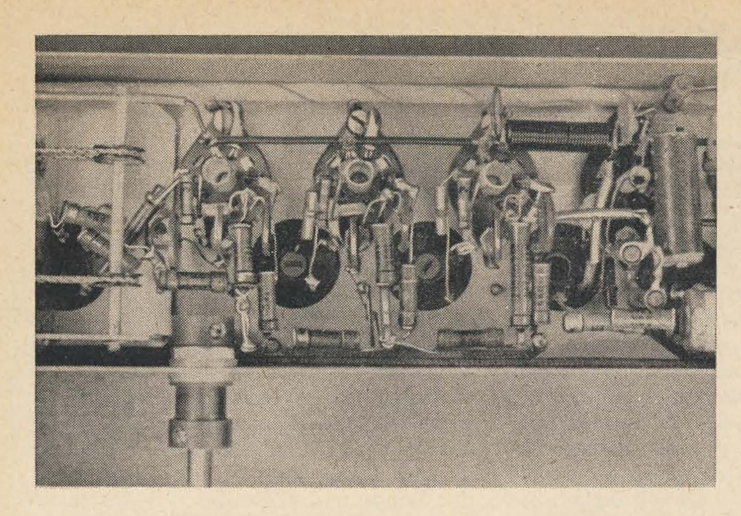


Bild 4: Unteransicht des Chassis

trägt 1,5 μH. Die beiden gestrichelt gezeichneten 5-nF-Kondensatoren in der Plusleitung läßt man zunächst weg. Bei eventueller Schwingneigung kann man dann einen oder alle beide einschalten. Eventuell kann man auch noch den Gitterkreis des ersten ZF-Filters mit 50 bis 20 kΩ bedämpfen. Es hat keinen Zweck, die Anodenspannung über max. 230 V zu erhöhen. Dadurch ändert sich der Abgleich des Eingangsteiles, es tritt starkes Rauschen auf, und das Gerät kommt leicht ins Schwingen. Der 16-μF-Elko verhindert Selbsterregung auf tiefen Frequenzen (bei großen Lautstärken wird die Endröhre stark durchgesteuert, dadurch schwankt die Anodenspannung, dies wiederum bewirkt eine Frequenzmodulation im Oszillator, und es tritt Blubbern ein).

Bei Verwendung von Neumann-Filtern ist folgendes zu beachten: Zu allen Kreisen, außer dem Anodenkreis der Mischstufe und dem Ratiofilter, sind einheitlich 6 pF zusätzlich parallel zu schalten, da sonst die nötige Bandbreite nicht gegeben ist. Außerdem wird damit der Einfluß der dynamischen Kapazität der Röhren vermindert. Hierfür eignen sich gut die kleinen Perlkondensatoren. Die beiden eingebördelten Stellen an den Filtern lassen sich leicht mit einem kleinen Schraubenzieher aufbiegen.

Als Chassismaterial ist etwa 1 mm dickes verzinktes Eisenblech dem 1,5 mm dicken Alu-Blech vorzuziehen. Zweckmäßigerweise deckt man das Chassis von unten ab, um eventuell Störstrahlungen zu verhindern. Für die Durchführung der Anschlußleitungen und des Meßpunktes A verwendet man Trolituldurchführungen. Die Löcher dafür werden knapp gebohrt und die Durchführungen eingepreßt. Beim Einbau der Röhrenfassungen wird mit jeder Schraube eine vollverzinnte Lötöse zwischen Fassung und Chassis befestigt (Schrauben fest anziehen, Fassungen unterhalb des Chassis).

An die eine Lötöse jeder Fassung kommen nur die Erdungen und Bauteile der Heizung. Alle übrigen zu erdenden Bauteile und der Abschirmzylinder der Fassung werden über die andere Lötöse an Masse gelegt. Die Heizleitung wird vom Trafo bis zur EAA 91 zweipolig verlegt. Alle Elektrodenanschlüsse (außer Heizung), die an Masse liegen sollen, werden direkt an den Abschirmzylinder gelötet. Ein kurzes Stück Silberdraht verbindet diesen dann mit der Lötöse.

Wegen einer kürzeren Leitungsführung werden die beiden Anschlüsse „+" und „a" bei Neumann-Filtern umgetauscht. Man achte auch darauf, daß man nach dem Aufbau noch an die Spulenkerne herankommt.

Der Abgleich wird wie folgt vorgenommen: Meßsender (10,7 MHz unmoduliert) über kapazitiven Ausgang im Punkt M ankoppeln (führt Anodenspannung!). Mit empfindlichem Meßinstrument (oder magischem Auge) Gleichspannung am Ratiodetektor messen. Alle Kreise grob auf Maximalanschlag abgleichen, dabei Sendepegel entsprechend zurücknehmen. Nun wird der Sendepegel so eingestellt, daß gerade volle Begrenzung einsetzt. Dies ist der Fall, wenn am Ratiodetektor eine

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

Stück	Benennung	Größe
1	ECC 85	
3	EF 89	
1	EAA 91	
1	Schichtwiderstand	100 Ω; 1/10 W
3	Schichtwiderstand	100 Ω; 1/4 W
2	Schichtwiderstand	1 kΩ; 1/4 W
1	Schichtwiderstand	5···10 kΩ; 1/4 W
2	Schichtwiderstand	16 kΩ; 1/10 W
1	Schichtwiderstand	50 kΩ; 1/10 W
1	Schichtwiderstand	50 kΩ; 1/4 W
1	Schichtwiderstand	0,1 MΩ; 1/10 W
1	Schichtwiderstand	0,1 MΩ; 1/4 W
1	Schichtwiderstand	0,2 MΩ; 1/10 W
1	Schichtwiderstand	0,2 MΩ; 1/2 W
2	Schichtwiderstand	1 MΩ; 1/10 W
1	Drahtwiderstand	je nach Betriebsspannung
5	Keramikkondensator	6 pF
3	Keramikkondensator	50 pF
1	Keramikkondensator	300 pF
3···5	Epsilankondensator	5 nF
6	Epsilankondensator	10 nF
1	Epsilankondensator	50 nF
1	Niedervoltelko	8···10 μF; 35 V
1	Elko	16 μF;
1	UKW-Eingangsaggregat U 4	von der Firma G. Neumann
2	UKW-Miniatur-ZF-Bandfilter	
1	UKW-Miniatur-ZF-Ratiodetektorfilter	
1	Heizdrossel	1,5 μH (s. Text)
6	Trolituldurchführung	

Bild 5: Alte ZF-Schaltung des „Avanti"

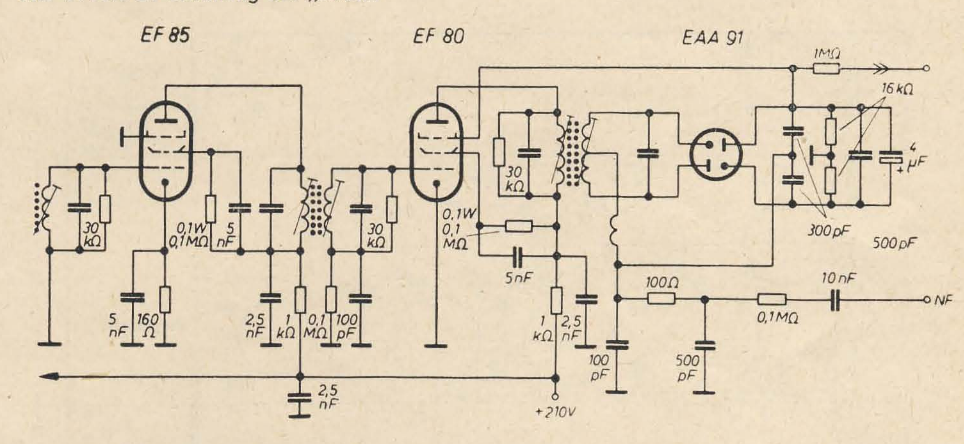
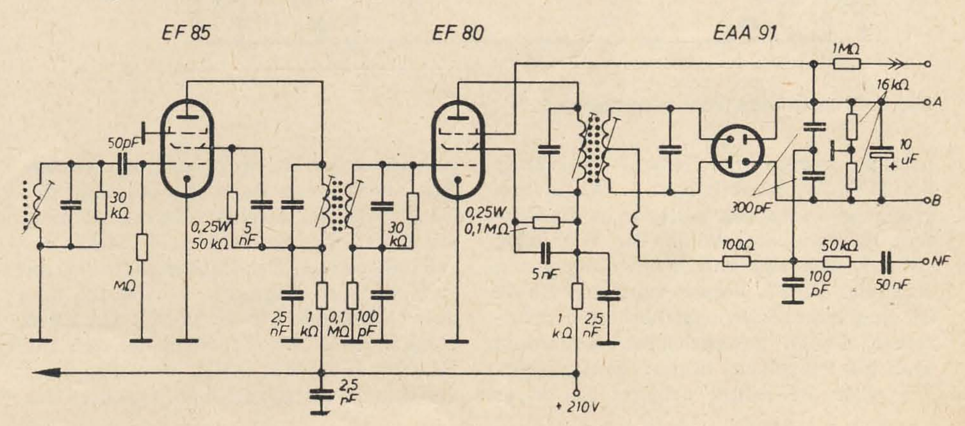


Bild 6: Abgeänderte ZF-Schaltung des „Avanti"



Gleichspannung von 20 bis 25 V gemessen wird (bei weiterer Erhöhung des Sendepegels darf sich diese Spannung nicht mehr wesentlich erhöhen). Anodenkreis des vierten Filters (unten) auf Maximum ziehen. Meßinstrument abklemmen und zwischen Punkt A und B schalten: Ratiokreis (oben) auf Null abgleichen. Mehrmals wiederholen. Kurze Leitungen zum Meßinstrument verwenden, eventuell über 50 kΩ, $^1/_{10}$ W, ankoppeln. Zum Abgleich des dritten Filters Meßinstrument parallel zum Schirmgitterwiderstand der dritten ZF-Röhre schalten, Spannungsabfall messen. Gitter- (oben) und Anodenkreis (unten) auf Minimalausschlag abgleichen. Zum Abgleich des zweiten und ersten Filters Meßinstrument parallel zum Schirmgitterwiderstand der zweiten ZF-Röhre schalten und sinngemäß verfahren. Danach alle Meßgeräte abklemmen und einen Sender empfangen. Stimmt die Meßsenderfrequenz, dann ist ein Nachgleich des Gleichlaufs von Zwischen- und Oszillatorkreis nicht nötig. Sollte dies doch erforderlich sein, so kann man die beiden Achsstummel des Eingangsaggregates verdrehen. Zu diesem Zweck wird die rechte Schraube (von der Stirnseite gesehen, links Oszillator!) etwas gelockert und nachgestellt. Dabei U_{g2} an $Rö_2$ messen. Stellung der Achsen zueinander vorher merken! Wenn der Antrieb zu schwer geht, rechte Achse etwas herausziehen. Anschließend kann das erste Filter beim Empfang eines Senders nachgeglichen werden. Außerdem kann man dabei kontrollieren, ob der Ratiokreis genau auf Rauschminimum abgeglichen ist. Es darf keine große Kernverdrehung nötig sein, sonst liegt ein Fehler vor. Beobachtet man Springen des Abgleichs, dann untersuche man die Filter auf kalte Lötstellen. Kommt das Gerät beim Abgleich ins Schwingen, dann sofort wieder verstimmen, bis das Schwingen aussetzt und Ursache beseitigen, sonst sitzen die Kerne fest! Danach muß ein einwandfreier Empfang möglich sein. Zweckmäßigerweise vergießt man die Kerne etwas mit Wachs. Ein besserer Abgleich läßt sich mit einem Wobbelgenerator mit Eichmarkengeber erzielen.

Durch die bei diesem Gerät gemachten Erfahrungen konnte auch beim Einbausuper „Avanti“ (UEG 94 W) die ZF-Empfindlichkeit erheblich gesteigert werden. In der alten Schaltung (Bild 5) wird der Begrenzer durch die niedrige Verstärkung der ZF-Stufe nicht ausgesteuert. Bei einem Empfangsversuch mit der alten Schaltung wurden drei Sender andeutungsweise festgestellt (Schleifendipol innerhalb des Daches, 20 m Bandkabel). Danach wurden mit der neuen Schaltung drei Sender einwandfrei und ein Sender mit leichtem Rauschen empfangen (gleiche Antennenverhältnisse). Die Änderungen sind aus Bild 6 zu ersehen. Zur Erleichterung des Abgleichs wurden zwei kurze Stücken dicken Drahtes (parallel zum Elko des Ratiodetektors) durch kleine Löcher in der Rückseite als Meßpunkte herausgeführt. An diese Meßpunkte wird zum vereinfachten Abgleich das Meßinstrument angeschlossen. Alle Kreise (außer Ratiokreis) auf Maximum abgleichen, Ratiokreis bei Empfang eines Senders auf Rauschminimum ziehen. Pegel unterhalb des Begrenzungseinsatzes halten.

Für den Bastelfreund:

Ein billiger Einröhren-Batterieempfänger

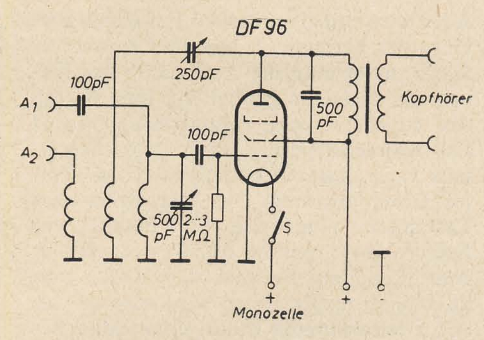
Die Vorzüge dieses einfachen Batterieempfängers sind: niedrige Anschaffungskosten, daher besonders für Jugendliche zum Nachbau zu empfehlen, die sich ein Industriekoffergerät rein finanziell nicht leisten können; einfacher, unkomplizierter Aufbau; geringes Gewicht; sehr sparsamer Betrieb bei größtmöglicher Leistung.

Zweckmäßigerweise verwendet man für das Gerät eine der modernen Miniaturröhren. Wo sie zur Verfügung steht, ist die DF 96 zu empfehlen, sonst leistet eine DF 191 die gleichen Dienste. Die DF 96[1]) hat den Vorteil des geringeren Heizstromverbrauchs. Bei einem Gerät mit der DF 96 reicht eine Monozelle etwa 50 Stunden, bei der DF 191 vermindert sich die Lebensdauer der Heizbatterie um etwa 50%.

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

Stück	Benennung
2	Buchsenleisten 2-polig
1	Quetscher 500 cm mit Trolituldielektrikum
1	Quetscher 250 cm mit Trolituldielektrikum
1	NF-Trafo 1:3 bis 1:10
1	Mittelwellenspulensatz DX
1	Röhre DF 96 oder DF 191
1	Kippschalter 1-polig
1	7-Stift-Miniaturröhrenfassung
2	Hescho-Keramikkondensatoren 100 pF
1	Schichtwiderstand 2···3 MΩ, 0,25 W
1	Rollkondensator 500 pF, 250 V
1	Monozelle 1,5 V
1	Anodenbatterie 70···90 V (BP 1829, VEB Berliner Batterie- und Elementefabrik)
10 m	Litze für Wurfantenne

Die Schaltung erinnert bei näherer Betrachtung stark an die eines Detektors. Außer der Hochfrequenzgleichrichtung, die beim Detektor der Kristall (Sirutor) besorgt, dient die Röhre noch zur Verstärkung der von der Antenne über den Schwingkreis der Röhre zugeführten



Energie. Die Wirkung der Röhre wird noch durch die Rückkopplung unterstützt. Praktisch könnte an die Anode der Röhre schon der Kopfhörer angeschlossen werden, diese Maßnahme würde jedoch zu Schwierigkeiten mit der Anpassung führen. Normale Kopfhörer haben eine Impedanz von 2000 Ω. Da für die Röhre der günstigste Anpassungswiderstand bei oder über 10 kΩ liegt, würde die erzielte Leistung zu gering sein. Ein NF-Trafo sorgt für die richtige Anpassung der Kopfhörer an die Röhre. Ein solcher Trafo findet sich sicherlich noch in mancher Bastelkiste, oder er dürfte in den meisten Fällen leicht zu beschaffen sein. Das Übersetzungsverhältnis soll mindestens 1 : 3 betragen.

Als Abstimmdrehko ist auf jeden Fall ein Quetscher mit Trolituldielektrikum zu benutzen. Die Anodenspannung liefert eine 85-V-Anodenbatterie Typ BP 1829 des VEB Berliner Batterie- und Elementefabrik, wie sie für die im Handel befindlichen Kofferapparate eingesetzt wird.

Durch die Anodenbatterie als der größte Bauteil ist auch die Größe des Gehäuses gegeben. Man baut es am besten aus starker Pappe oder Sperrholz und bezieht es anschließend mit Kaliko. Die Röhrenfassung wird mit zwei Winkeln auf einer Aluplatte befestigt, die die Größe der Anodenbatterie hat. — Auf ihr finden außerdem noch der Trafo, die Quetscher und der Spulensatz sowie ein Kippschalter Platz. Der Aufbau macht auch dem weniger geübten Bastler keine Schwierigkeiten. Auf kurze Leitungsführung ist zu achten. Die Antenne besteht aus etwa 10 m Litze, die am besten im Freien ausgespannt wird. Ein guter Empfang ergibt sich auch, wenn an das Ende der Antennenlitze ein Reißbrettstift angelötet ist, der beim Empfang in einen Baum gedrückt wird. Das Gerät liefert am Tage Ortsempfang, abends ist mit Fernempfang zu rechnen.

Der hier beschriebene Empfänger ist in erster Linie für Kopfhörer vorgesehen. Der Anschluß eines Lautsprechers ist zwar möglich, aber nur mit einem erstklassigen permanentdynamischen Lautsprecher wird eine einigermaßen brauchbare Lautstärke zu erzielen sein.

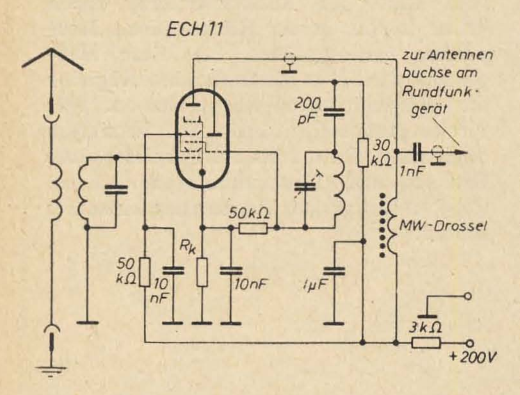
W. Dabruck

[1]) Siehe Röhreninformation DF 96 in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 11 (1957).

Unser Erfahrungsaustausch

Vorsatz für das 80-m-Band

Ein einfacher Weg, um Amateurstationen im 80-m-Band abhören zu können, findet sich im Bau einer Mischstufe mit Hilfe einer beliebigen Mischröhre (siehe Bild). Voraussetzung ist, daß ein gewöhnliches Rundfunkgerät zur Verfügung steht. Der Eingangskreis der Mischstufe wird fest auf 3,75 MHz und der Oszillatorkreis,



Vorsatz für das 80-m-Band

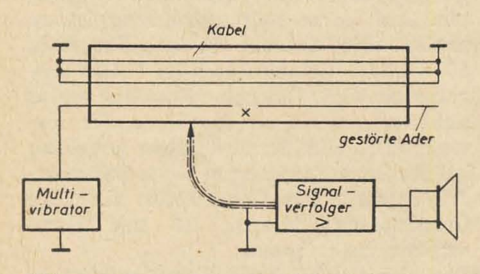
ebenfalls fest, auf 3,15 MHz abgeglichen. Es entsteht dann an der Anode der Mischstufe eine ZF von 600 kHz. Sie fällt somit in den Mittelwellenbereich und kann mit jedem Rundfunkgerät empfangen werden. Die Frequenzvariation geschieht am Rundfunkgerät, in dem das 80-m-Band gut gespreizt zwischen 700 und 520 kHz erscheint. Man kann die Kreise der Mischstufe auch so bemessen, daß ein anderes Band, z. B. das 40-m-, 20-m- oder 10-m-Band empfangen werden kann. Zu beachten ist nur, daß die entstehende ZF immer wieder in den zur Verfügung stehenden Bereich im Rundfunkgerät fällt.

Voraussetzung für einen ungestörten Empfang ist, daß das Rundfunkgerät nach Vorschalten des Oszillators so „dicht" ist, daß Mittelwellensender nicht mehr empfangen werden können. Das Rundfunkgerät soll nach Ziehen der Antenne nur Rauschen zeigen. Auch stärkere Sender dürfen so gut wie nicht mehr einfallen, da sich sonst an diesen Stellen ein störendes Pfeifen bemerkbar machen würde. (Um eventuellen Pfeifstellen ausweichen zu können, wäre es darum günstig, den Oszillatorkreis dieser Mischstufe nicht fest einzustellen, sondern den Schwingkreiskondensator veränderlich zu machen. Die Redaktion.) Der Ausgang der Mischstufe bzw. die Zuführung zur Antennenbuchse des Rundfunkgerätes muß aus diesem Grund gut abgeschirmt sein, da die Leitung sonst als MW-Antenne wirkt.

Der Vorteil der Mischstufe besteht darin, daß kein Eingriff in das Rundfunkgerät nötig ist und daß gleichzeitig die Empfindlichkeit des Gerätes durch Vorschalten einer Röhre und zweier Kreise erhöht wird. *Hermann Trum*

Fehlerortbestimmungen an Kabeln

Ist in einem ein- oder mehradrigen Kabel beliebiger Länge eine Aderunterbrechung festgestellt worden, so kann man mittels eines Signalverfolgers und eines Multivibrators den Fehlerort bestimmen. Es kann auch ein anderer Tongenerator verwendet werden, nur geben diese meistens ohne zusätzlichen Verstärker nicht den erforderlichen Pegel ab.

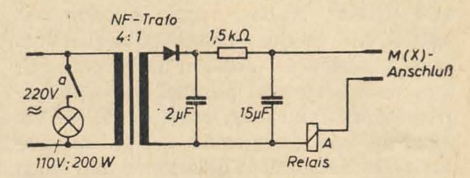


Fehlerortbestimmung mit Multivibrator und Signalverfolger

Beispiel: Ein vieradriges Kabel ist an einer Stelle, wie im Bild gezeigt, unterbrochen. Die nicht unterbrochenen Adern werden am Anfang und Ende des Kabels an Erde gelegt, ebenso ein Pol des Multivibrators und des Signalverfolgers. Die gestörte Ader wird mit dem heißen Pol des Multivibrators verbunden. Mit dem Signalverfolger tastet man die Außenseite des Kabels ab, meistens genügt die freie Spitze des Steckers vom Signalverfolgerkabel als Kapazitätsankopplung. Gegebenenfalls kann man ein entsprechend geformtes Blech ansetzen. Von der Breite der Tastspitze hängt die Genauigkeit der Fehlerortbestimmung ab. Tastet man in dem gezeigten Beispiel das Kabel von links nach rechts ab, so wird man an der mit x bezeichneten Stelle einen ganz bedeutenden Lautstärkerückgang bemerken, wenn man weiter nach rechts geht. Durch mehrmaliges Abtasten bei gleichzeitigem Verändern des Generatorpegels findet man die unterbrochene Stelle auf Genauigkeit von Millimetern. Mir ist es schon oft gelungen, beim Schneiden des Kabels genau die Unterbrechungsstelle zu trennen. *Karl Göschel*

Nochmals Glühlampenblitz

In Nr. 20 (1957) Seite 654 veröffentlichten wir einen Beitrag über ein Glühlampenblitzgerät, in dem als Spannungsquelle für den Relaiskreis eine 22,5-V-Hörbatterie verwendet wurde. Unser Leser Erwin Hintmann übersandte uns ebenfalls eine Schaltung (siehe nachstehendes Bild), die im Prinzip der in Nr. 20 beschriebenen fast gleich ist. Der Unterschied besteht



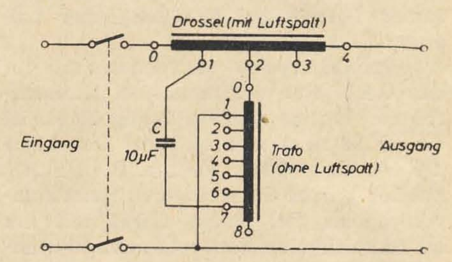
Das von E. Hintmann gebaute Glühlampenblitzgerät

nur darin, daß man hier die für den Relaiskreis benötigte Spannung über einen NF-Trafo und einen Gleichrichter erhält. Ein Vorteil dieses Gerätes ist, daß der 15-μF-Kondensator einen relativ schlechten Isolationswiderstand haben kann, es könnte also ein alter Kondensator aus der Bastelkiste verwendet werden.

Ein vollautomatischer Netzspannungsregler

Dieser Netzspannungsregler hält die Netzspannung, auch bei sehr schnellen Schwankungen, zwischen 170 V und 240 V einwandfrei auf 220 V konstant.

Die Vorteile dieses Reglers bestehen neben den niedrigen Materialkosten, einfachem Aufbau und großem Regelbereich darin,



Schaltbild des vollautomatischen Netzspannungsreglers

Wickeldaten

Drossel Kerngröße: M 102 b, mit Luftspalt

Wicklung	Windungszahl	Drahtsorte
0—1	350	0,8 CuL
1—2	50	0,8 CuL
2—3	50	0,8 CuL
3—4	50	0,8 CuL

Trafo Kerngröße: M 102 b, ohne Luftspalt

Wicklung	Windungszahl	Drahtsorte
0—1	350	0,8 CuL
1—2	50	0,8 CuL
2—3	50	0,8 CuL
3—4	50	0,8 CuL
4—5	50	0,8 CuL
5—6	50	0,8 CuL
6—7	50	0,8 CuL
7—8	50	0,8 CuL

daß er in gewissen Grenzen lastunabhängig ist und keiner ständigen Überwachung bedarf.
Die Wirkungsweise des Reglers geht aus untenstehendem Schaltbild und aus dem Beitrag „Magnetischer Spannungsgleichhalter ‚Voltus'" in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 20 (1957) S. 639 hervor. Das Einstellen des Reglers erfolgt mittels C (10 μF; 1,5 kV) an den Anzapfungen des Trafos sowie mit dem Trafo an den Anzapfungen der Drossel.
In der gezeichneten Stellung ist der Regler bis über 220 VA brauchbar und hält Netzschwankungen zwischen 170 V und 240 V auf 220 V konstant.

Hermann Rubbert

Drehbarer Untersatz für Fernsehgeräte

Um eine Bildverzerrung beim Fernsehen zu vermeiden, ist es notwendig, daß sich die Betrachtergruppe möglichst senkrecht zur Bildebene befindet. Dies bedingt, daß in sehr vielen Fällen Stühle usw. gerückt werden müssen. Vorteilhafter ist, wenn die Betrachtergruppe auf ihren gerade innehabenden, meist bequemen Plätzen verbleibt und das Gerät so hingedreht werden kann, daß der günstigste Bildwinkel den Betrachtern zugewandt ist. Diese geringe Drehung des Gerätes kann ich durch eine untergebaute Drehscheibe leicht durchführen. Die Ausführung dieser Drehscheibe kann beliebig sein, nur eine flache Bauweise halte ich für günstig. Ich habe zwei 6 mm dicke Leichtmetallbleche (Abfall) mit je einer Kreisrille versehen und mit Fahrradkugeln bestückt. Die einfache Ausführung brachte schon den gewünschten Erfolg. Vielleicht kann diese Drehscheibe industriell hergestellt werden. *Bernhard Naß*

Hat die Fabrikation von Selbstaufnahmeschallplatten noch eine Berechtigung?

Zu diesem Beitrag des Herrn Sutaner in Nr. 8 (1957) schreibt uns der Leiter der Arbeitsgruppe „Nadeltontechnik" im Arbeitskreis „Elektroakustik", Herr Ing. G. Hohmuth:

Die Gedanken, die der Verfasser entwickelt, können von meiner Seite aus voll anerkannt werden. Die Bedeutung der Selbstaufnahmeschallplatten ist zwar wesentlich geringer als vor dem zweiten Weltkrieg, besitzt aber noch immer ein gewisses Interesse. Dabei ist natürlich zu bedenken, daß die Anforderungen, die heute an solche Folien gestellt werden, erheblich höher sind als vor dem Kriege. Da die Folien gleichzeitig in der Schallplattenindustrie verwendet werden sollen, müssen sie ganz ausgezeichnete Qualität besitzen. Dabei ist zu berücksichtigen, daß die benötigten Stückzahlen nur gering sein werden. Ich weiß nicht, welche Stückzahlen von den privaten Umschneidestudios benötigt werden, sie werden jedoch wohl kaum 100 Stück im Monat überschreiten. Die Stückzahlen, die von der Schallplattenindustrie benötigt werden, sind ebenfalls nicht hoch, so daß nur eine „handwerkliche" Fertigung auf Lackbasis in Frage kommen dürfte.
Hier liegt nun aber eine andere Schwierigkeit: während die für die Aufnahme der Fertigung notwendigen Investitionen nicht groß sein werden, sind wohl kaum in der DDR Fachleute zu finden, die bereits Erfahrungen auf diesem Gebiet besitzen, da ja auf der Basis der Decelitfolien nicht weitergearbeitet werden kann. Weiterhin sind vor Aufnahme der Fertigung umfangreiche Entwicklungsarbeiten notwendig, um Herstellungsvorschriften für geeignete Schneidlacke zu finden. Es besteht wohl kaum Aussicht, bei dem großen Mangel an Ingenieuren und Facharbeitern, diese Probleme in kurzer Zeit zur Zufriedenheit zu lösen. Als Ausweg wäre die Lizenzaufnahme bei einem ausländischen Hersteller anzusehen, da dabei gleichzeitig dessen Erfahrungen ausgenutzt werden könnten.
Unabhängig von diesen angedeuteten Schwierigkeiten ist der Versuch einer Bedarfsermittlung von Schallfolien zu begrüßen, unter Umständen können auch aus den Kreisen der Interessenten Vorschläge für eine Fertigung gemacht werden, die in oben angegebenem Rahmen begrüßt werden könnten und für die zweifellos bei guter Qualität der Folien günstige Exportaussichten bestehen würden.

Auch Herr Ing. Edmund König, der viele Jahre auf diesem Gebiet tätig war, schrieb uns dazu:

... Einfach wird es allerdings nicht sein, unter den derzeitigen nun einmal gegebenen Verhältnissen der Schallplattenselbstaufnahme wieder zu neuem Leben zu verhelfen. Die Tonstudios und auch die Freunde der Folienaufnahme sind so gut wie restlos verschwunden. Es erscheint mir zunächst richtig zu sein, daß man über den DIA entsprechende Folien zu beschaffen versucht und nicht sofort mit der Produktion der Platten beginnt, für die zur Zeit wahrscheinlich ein nur geringer Umsatz bestehen dürfte.

Jedenfalls beweist die Entwicklung im Ausland, daß nach wie vor auch die Folien neben dem Tonband unbedingt Berechtigung haben ...

Baßregister beim „Erfurt"

Vor etwa 4 Wochen kaufte ich mir den „Erfurt" vom VEB Stern-Radio Sonneberg. Dabei fiel mir auf, daß sich beim Drehen des Baßregisters die Klangfarbe kaum änderte, insbesondere bei UKW-Empfang. Der Verkäufer bestätigte mir, daß er dies auch bei den anderen „Erfurt"-Geräten beobachtet habe.

Eine Nachrechnung und -messung des Gegenkopplungskanals, in dem der Baßregler liegt, ergab, daß die Gegenkopplung zwar bei geschlossenem Lautstärkeregler gut wirksam ist, daß bei offenem Regler R_{22} (siehe Bild) jedoch die über R_{24} eingespeiste Gegenkopplungsspannung nochmals geteilt wird über R_{22} und dem Innenwiderstand des Demodulators, der bei FM praktisch durch R_{46} gebildet wird. Dadurch wird die Gegenkopplung fast wirkungslos.

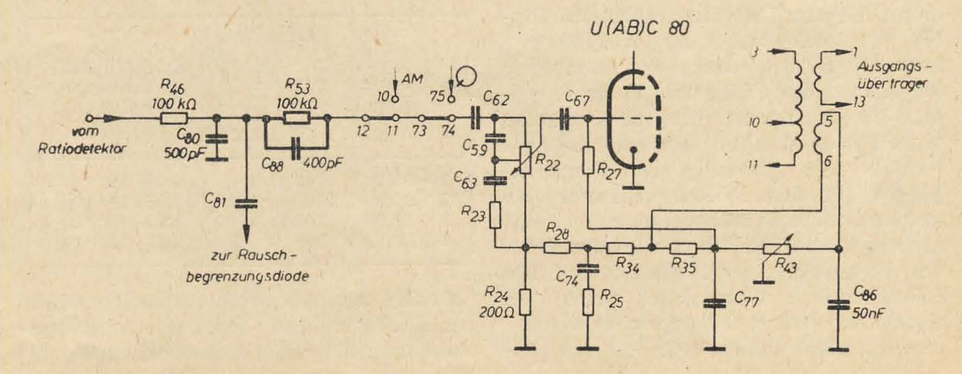
Abhilfe schaffen hier folgende Maßnahmen: Der Innenwiderstand des Ratiodetektors wird an den des AM-Demodulators angeglichen durch Erhöhen des R_{46} von 50 auf 100 kΩ und des C_{80} von 200 auf 500 pF (Zeitkonstante des Nachentzerrungsgliedes 50 μs entsprechend der genormten senderseitigen Vorverzerrung) und Inreiheschalten eines weiteren 100-kΩ-Widerstandes R_{53}, dazu parallel C_{88} mit 400 pF, um einen Kurzschluß der Höhen durch C_{59} zu vermeiden. Weiterhin wird R_{24} von 100 auf 200 Ω heraufgesetzt und C_{86} von 100 auf 50 nF verringert. Nach Durchführung dieser Änderungen lassen sich die Bässe in allen Wellenbereichen einwandfrei regeln.

Warum hat eigentlich der „Erfurt" weder einen hochohmigen Lautsprecheranschluß noch einen genormten Diodenausgang zum Anschluß von Tonbandgeräten?

stud. ing. A. Hermann

Eine Abschrift dieses Briefes sandten wir am 2. April 1957 an den VEB Stern-Radio Sonneberg mit der Bitte um Stellungnahme. Bis jetzt aber haben wir noch keine Antwort von dort erhalten.

Schaltungsänderungen im „Erfurt"



L. SCHMIEDEKIND

Einstellen von Tonbandgeräten ohne Bezugstonband Teil 1

Das frequenzmäßige Einstellen einer Tonbandanlage sowie das Messen deren elektrischer und mechanischer Eigenschaften bereitet dem Amateur meistens mehr Schwierigkeiten als der Bau des Gerätes selbst. Der Grund hierfür ist hauptsächlich darin zu sehen, daß die der betriebsmäßigen Einregelung von Tonbandgeräten dienenden Meß- oder Bezugstonbänder nicht zur Verfügung stehen. Der Abgleich eines Gerätes ohne Meß- oder Bezugstonband ist naturgemäß umständlicher, weil dazu erstens hinreichende Kenntnisse über die Grundlagen des Magnettonverfahrens, wie auch über die inzwischen eingeführten Normen Voraussetzung sind. Dazu kommt als zweites, daß einige der Kopfeigenschaften bekannt sein müssen, die in den meisten Fällen vom Hersteller weder bekannt gegeben werden noch überhaupt zu erfahren sind. Als drittes sind zum Einstellen einer Anlage und zum Ausmessen der Eigenschaften wie Dynamik, Klirrfaktor und Gleichlaufschwankungen eine Reihe von Meßgeräten erforderlich, die dem Amateur meistens nicht zugänglich sind. Unter Beschränkung auf die notwendigsten Messungen werden zum Einregeln eines Tonbandgerätes, ob mit oder ohne Bezugstonband, jedoch in allen Fällen ein Röhrenvoltmeter und ein Tongenerator benötigt.

Die grundsätzlichen Einflüsse auf den Frequenzgang und die in den letzten Jahren eingeführten Normen wurden in dem Beitrag „Der Frequenzgang beim Magnettonverfahren" in RADIO UND FERNSEHEN, Nr. 21 und Nr. 22 (1957) soweit behandelt, wie zur Einmessung eines Gerätes ohne Bezugstonband vorausgesetzt werden muß. Die genannte Normung betrifft in der Hauptsache die frequenzmäßige Entzerrung und ist als Grundlage für das Einregeln einer Tonbandanlage anzusehen, so daß an dieser Stelle noch einmal auf das wesentliche eingegangen werden soll.

In DIN 45 513 wurde der Frequenzverlauf des Wiedergabekanals festgelegt und damit die Voraussetzung für die Austauschbarkeit von Bandaufnahmen geschaffen. Um individuelle Eigenarten der verwendeten Köpfe und der Bandführung auszuschließen, gilt die genannte Festlegung in Verbindung mit einem idealen Hörkopf. Hierunter ist ein Kopf zu verstehen, der sowohl von Spaltverlusten als auch von Kupfer- und Eisenverlusten frei ist. Da diese Verlustanteile eines realen Hörkopfes im Bereich kleinerer Wellenlängen bzw. höherer Frequenzen eine Dämpfung der Hörkopfspannung zur Folge haben, muß die dadurch erforderliche Korrektur zusätzlich vom Abhörverstärker bewirkt werden. Die Normung des Frequenzganges für den Wiedergabekanal (bei idealem Hörkopf) ist gleichbedeutend mit der Angabe des Bandflusses (als Funktion der Frequenz) einer Aufzeichnung. Die Bandflußkurve kann dabei durch eine einzige Zahlenangabe beschrieben werden, weil festgelegt wurde, daß diese den gleichen Frequenzverlauf aufweisen soll wie der Scheinwiderstand einer Parallelschaltung aus einem ohmschen Widerstand und einer Kapazität, deren Zeitkonstante in μs angegeben wird. Für die größeren Bandgeschwindigkeiten von 76 und 38 cm/s beträgt der genormte Höhenabfall des Bandflusses 35 μs; für die kleineren Geschwindigkeiten wurde dieser bei 19 cm/s zu 100 μs und bei 9,5 cm/s zu 200 μs festgesetzt.

Unter Zugrundelegung des Omegaganges der Hörkopfspannung (Anstieg mit 6 dB pro Oktave) und des genormten Bandflusses kann durch Überlagern beider Kurven der Gang der Hörkopfspannung eines idealen Kopfes sofort angegeben werden. Der Frequenzverlauf des Wiedergabeverstärkers muß dazu spiegelbildlich liegen und bedarf noch der zusätzlichen Korrektur in den Höhen, die durch die Verlustanteile des verwendeten Hörkopfes bedingt ist. Vor dem endgültigen Einmessen des Abhörverstärkers ist zweckmäßigerweise der Bezugspegel (obere Aussteuerungsgrenze) zu ermitteln, der sich aus dem ebenfalls in DIN 45 513 festgelegten Bandfluß des Pegeltonteiles ergibt. Das Einstellen des Aufsprechverstärkers für eine bestimmte Bandsorte erfolgt erst nach dem normgerechten Einmessen des Wiedergabekanals in der Weise, daß zunächst die optimale HF-Vormagnetisierung ermittelt wird und anschließend durch Einregeln der Sprechstromanhebung der Gesamtfrequenzgang der Anlage auf einen möglichst geradlinigen Verlauf gebracht wird.

Im folgenden werden der Vorgang des betriebsmäßigen Einstellens eines Tonbandgerätes sowie die Meßmethoden näher beschrieben, wobei die durch das Bezugstonband gegebene Reihenfolge eingehalten werden soll.

Einstellen des Wiedergabekanals

Bezugspegel

Das Festlegen des Bezugspegels erfolgt durch Angabe des Bandflusses. Der Bezugspegel, der gleichzeitig die obere Aussteuerungsgrenze einer Aufzeichnung vorschreibt, ist von der sog. Vollaussteuerung zu unterscheiden, die durch den kubischen Klirrfaktor einer Aufnahme definiert ist. Der Bezugspegel liegt in allen Fällen einige dB unter dem Wert der Vollaussteuerung und ist, wie nachfolgende Tabelle zeigt, in DIN für die verschiedenen Klassen festgelegt worden.

Klasse	Bandgeschwindigkeit in cm/s	Bezugspegel		Hörkopf-EMK bei Bezugspegel in mV
		Frequenz in Hz	Bandfluß in (m Maxwell)	
1	76,2	1000	100	$6{,}28 \cdot 10^{-3}\, n \cdot \eta$
2	38,1	1000	200	$12{,}56 \cdot 10^{-3}\, n \cdot \eta$
3	19,05	333	160	$3{,}35 \cdot 10^{-3}\, n \cdot \eta$
4	9,53	166	160	$1{,}67 \cdot 10^{-3}\, n \cdot \eta$

Die sich beim Abspielen des Bezugspegels am Abhörverstärker ergebende Ausgangsspannung läßt sich rechnerisch aus dem Bandfluß, dem elektromagnetischen Übertragungsmaß des Hörkopfes und dem Verstärkungsfaktor des Wiedergabeverstärkers ermitteln. Da das elektromagnetische Übertragungsmaß eines Hörkopfes in den meisten Fällen vom Hersteller nicht zu erfahren ist, muß dieses aus der Windungszahl und dem Wirkungsgrad berechnet werden. Während die Windungszahl der Hörkopfwicklung bekannt sein muß, läßt sich der Wirkungsgrad η ungefähr abschätzen; er liegt bei den üblichen Kopfkonstruktionen etwa zwischen 0,45 und 0,55, so daß näherungsweise mit $\eta = 0{,}5$ gerechnet werden kann. Die Genauigkeit dieser Abschätzung genügt für die meisten Zwecke, da eine Abweichung des Bezugspegels von 2 dB, entsprechend etwa 25%, in Kauf genommen werden kann. Wie das elektromagnetische Übertragungsmaß eines Kopfes aus Windungszahl und Wirkungsgrad bestimmt werden kann, zeigt folgende Rechnung:

Nach dem Induktionsgesetz gilt:

$$u = -n \frac{d\Phi}{dt}, \qquad (1)$$

wobei n die Windungszahl bedeutet und der magnetische Fluß Φ in Vs einzusetzen ist. Mit $\Phi = \Phi_0 \cos \omega t$ kann Gl. (1) differenziert werden:

$$u = n \cdot \omega \cdot \Phi_0 \cdot \sin \omega t.$$

Da die Angabe des Bandflusses als Effektivwert erfolgt und in Maxwell[1]) gemessen wird, errechnet sich die induzierte effektive Spannung zu:

$$U = n\, \omega \cdot \Phi \cdot 10^{-8}.$$

Unter Berücksichtigung des Wirkungsgrades des Hörkopfes ergibt sich die in dessen Wicklung induzierte Spannung:

$$U = \eta \cdot n \cdot \omega \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \text{ in V} \qquad (2)$$

Auf den Bandfluß von 1 Maxwell bezogen, erhält man das elektromagnetische Übertragungsmaß:

$$\eta \cdot n \cdot \omega \cdot 10^{-5} \text{ in } \frac{mV}{Maxwell} \qquad (3)$$

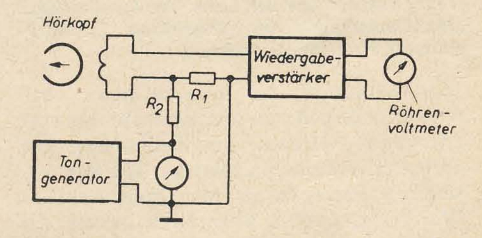


Bild 1: Ausmessen des Wiedergabeverstärkers durch Einspeisen einer EMK in den betriebsmäßigen Eingang

Entsprechend den Festlegungen in den einzelnen Klassen ergeben sich aus Gl. (2) die in der letzten Spalte der Tabelle aufgeführten Formeln zur Berechnung der Hörkopfspannung, wie sich diese beim Abspielen des jeweiligen Bezugspegels ergeben würde.

---

[1]) 1 Maxwell = 10^{-8} Vs.

Für die Standardausführung niederohmiger Köpfe, die beim Rundfunk und in Studiogeräten verwendet werden, liegt der Wirkungsgrad des Hörkopfes bei $\eta = 0{,}57$ und die Windungszahl bei $n = 600$. Durch Einsetzen dieser Werte in die entsprechende Formel errechnet sich die Hörkopfspannung für den Bezugspegel bei der Bandgeschwindigkeit 38 cm/s zu:

$$U = 12{,}56 \cdot 10^{-3} \cdot 600 \cdot 0{,}57 = 4{,}3 \text{ mV}.$$

Mit dem Verstärkungsfaktor des nachgeschalteten Wiedergabeverstärkers läßt sich so dessen Ausgangsspannung ermitteln. Der Verstärkungsfaktor muß jedoch unter Betriebsbedingungen und bei der Bezugsfrequenz ausgemessen werden. Bild 1 zeigt die Methode der Messung, wobei in Reihe zum Hörkopf und dem betriebsmäßig verwendeten Verstärkereingang an einem sehr niederohmigen Widerstand R_1 eine bekannte EMK eingespeist wird. Das Spannungsteilerverhältnis von R_1, R_2 ist entsprechend der zur Verfügung stehenden Tongeneratorspannung zu wählen. Der Widerstand R_1 soll bei der Verwendung niederohmiger Köpfe nicht über 2 Ω, und bei Verwendung hochohmiger Köpfe nicht über 20 Ω liegen. Der Verstärkungsfaktor ergibt sich in bekannter Weise aus dem Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung. Wenn die durch R_1 eingespeiste EMK (Eingangsspannung) gleich der errechneten Hörkopfspannung gewählt wird, liegt am Verstärkerausgang bereits der gesuchte Pegel (Bezugspegel).

Spalteinstellung

Ein genaues Eintaumeln des Abhörspaltes mit der geforderten Genauigkeit von 90° ± 3′ ist ohne Bezugsnormal nicht möglich. In der Praxis werden zur Spaltjustierung entweder der dafür vorgesehene Teil des Bezugstonbandes oder ein sog. Taumelband mit definierter Schrägaufzeichnung verwendet [1]. Beim frequenzmäßigen Einstellen einer Magnettonanlage und beim Ausmessen des Gesamtfrequenzganges kommt es jedoch weniger auf eine genaue Senkrechtstellung der Spalte an, als vielmehr auf eine gute Parallelstellung von Aufsprech- und Abhörspalt. Die relative Einstellung beider Spalte zueinander kann aber in jedem Falle erreicht werden.

Stellenweise wird eine Methode angegeben, die auch ohne Bezugsnormal eine genaue Senkrechtstellung des Abhörspaltes ermöglichen soll. Zu diesem Zweck soll ein mit einer beliebigen Schrägaufzeichnung versehenes Tonband einmal normal abgespielt werden und ein zweites Mal unter Vertauschung von rechtem und linkem Bandwickel. Die Lagen der Schrägaufzeichnung sind jedoch in beiden Fällen gleich und nicht etwa, wie behauptet wird, spiegelbildlich zueinander. Spiegelbildliche Lagen der Schrägaufzeichnung erhält man nur, wenn einmal die Schichtseite und ein anderes Mal die Bandrückseite am Kopf anliegt. Das Abspielen des Bandes von der Rückseite her hat aber eine unzulässige Dämpfung der Ausgangsspannung vor allem in den Höhen zur Folge. Damit ist gezeigt, daß die erwähnte Methode zur Spalteinstellung ungeeignet ist.

Ermittlung des Frequenzganges

Der im Wiedergabekanal zu entzerrende Frequenzgang wird zweckmäßigerweise grafisch ermittelt und der Abhörverstärker nach der so gewonnenen Kurve eingemessen. Die grafische Konstruktion dieses Frequenzverlaufes erfolgt am besten in doppelt-logarithmischem Maßstab. Dies hat den Vorteil, daß die notwendigen Korrekturen, die ebenfalls logarithmisch aufgetragen werden (in dB), in einfacher Weise addiert bzw. subtrahiert werden können. Alle Kurven werden dabei auf die Frequenz des Bezugspegels bezogen (0 dB bei Bezugsfrequenz) und gelten nur relativ. Bei der Konstruktion soll von der Bandflußkurve ausgegangen werden, die mit der um 6 dB pro Oktave ansteigenden Geraden (Omegagang der Hörkopfspannung) den Frequenzgang der Hörkopfspannung eines idealen Kopfes ergibt. Als Korrektur für den verwendeten Kopf werden dann die Dämpfungsanteile wie Spaltverlust und Eisenverluste ermittelt und berücksichtigt, wie die folgenden Ausführungen zeigen.

Bandflußkurve

Die Bandflußkurve wird durch den Frequenzverlauf des Scheinwiderstandes einer Parallelschaltung aus einem ohmschen Widerstand und einer Kapazität mit der Zeitkonstanten $\tau = R \cdot C$ beschrieben und läßt sich nach der komplexen Methode errechnen:

$$\mathfrak{R} = \frac{R \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{1 + j\omega RC}.$$

Durch Erweitern mit $1 - j\omega RC$ folgt:

$$\mathfrak{R} = \frac{R(1 - j\omega RC)}{1 + \omega^2 R^2 C^2}.$$

Die Spaltung in Real- und Imaginärteil ergibt:

$$\mathfrak{R} = \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} - j\frac{\omega R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2}.$$

Der Betrag des komplexen Widerstandes errechnet sich zu:

$$|\mathfrak{R}| = \sqrt{\frac{R^2 + \omega^2 R^4 C^2}{(1 + \omega^2 R^2 C^2)^2}} = \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}.$$

Der im vorliegenden Fall interessierende Frequenzverlauf wird durch den normierten Widerstand beschrieben:

$$\frac{|\mathfrak{R}|}{R} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}.$$

Durch Einsetzen der betreffenden Zeitkonstanten ($\tau = R \cdot C$) läßt sich der Frequenzgang des Bandflusses angeben:

$$\Phi(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}. \qquad (4)$$

Zur Berechnung des 100-μs-Höhenabfalls (bei 19 cm/s) ergibt sich mit $\tau = 100$ μs $= 10^{-4}$ s die Gleichung:

$$\Phi(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + 10^{-8} \cdot \omega^2}}.$$

Nach der Umrechnung in das logarithmische Maß (relativer Pegel in dB) kann entweder die Bandflußkurve, oder durch Subtraktion der so erhaltenen Werte von der Omegageraden, die gewünschte EMK-Kurve eines idealen Kopfes aufgetragen werden.

Wirksame Spaltbreite

Die Dämpfung der Hörkopfspannung als Folge des endlichen Spaltes wird durch die Spaltfunktion $\frac{\sin \pi \frac{s}{\lambda}}{\pi \frac{s}{\lambda}}$ beschrieben, wobei s die wirksame Spaltbreite und λ die aufgezeichnete Wellenlänge bedeutet. Die bei $s = \lambda$ auftretende Nullstelle kann zur Messung der effektiven Breite des Abtastspaltes herangezogen werden [2]. Da die Auslöschfrequenz bei der betriebsmäßigen Bandgeschwindigkeit meist weit außerhalb des Übertragungsbereiches liegt, ist es zweckmäßig, die Geschwindigkeit zum Ausmessen des Hörkopfspaltes zumindest auf die Hälfte herabzusetzen. Nach Aufsprechen einer gleitenden Frequenz oder einer hinreichend dichten Folge von Festfrequenzen wird die Aufzeichnung mit dem auszumessenden Kopf abgespielt. Die erste bei steigender Frequenz sich zeigende Nullstelle bestimmt die Auslöschfrequenz, deren Wellenlänge gleich der wirksamen Spaltbreite ist.

Die notwendige Korrektur für den Hörkopf kann mit diesem Wert nach der Spaltfunktion berechnet oder aus Bild 1 in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 21 (1957) S. 678 entnommen werden.

Eisenverluste

Die Wirbelstrom- und Hystereseverluste des Hörkopfes können grundsätzlich nach zwei verschiedenen Methoden bestimmt werden.

1. Die Aufzeichnung einer gleitenden Frequenz wird einmal mit der normalen und ein zweites Mal mit einer sehr viel geringeren Bandgeschwindigkeit abgespielt. Bringt man den Frequenzverlauf der beiden Hörkopfspannungen, auf die gleiche Wellenlänge bezogen, zur Deckung, so zeigt sich bei der höheren, betriebsmäßigen Bandgeschwindigkeit eine Dämpfung der Höhen, die auf die genannten Verluste des Hörkopfes zurückzuführen ist. Der Spaltverlust bleibt in beiden Fällen gleich, da das Verhältnis von Wellenlänge zu Spalt nicht geändert wird. Ebenso tritt der unterschiedliche Entmagnetisierungsfaktor des Bandes nicht in Erscheinung, da die gemessenen Hörkopfspannungen auf gleiche Wellenlänge bezogen werden. Das Abspielen mit zwei sehr unterschiedlichen Geschwindigkeiten wird sich jedoch in vielen Fällen nicht realisieren lassen, so daß der zweiten Methode der Vorzug gegeben werden soll.
2. Vor dem Hörkopf, parallel zum Spalt, befestigt man ein Leiterstück oder eine aus wenigen Windungen hergestellte Drahtschleife [2]. Wird diese Schleife von einem konstanten NF-Strom durchflossen, so induziert dieser in der Hörkopfwicklung eine linear mit der Frequenz ansteigende Spannung, die bei höheren Frequenzen eine Dämpfung durch die Kopfverluste erfährt.

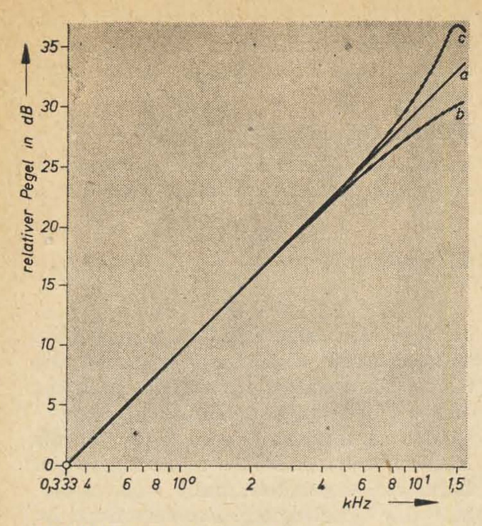


Bild 2: Messung der Kopfverluste durch magnetische Einspeisung
a) Omega-Gerade
b) Abfall der Hörkopfspannung durch Eisenverluste
c) möglicher Anstieg durch Resonanz

Die Hörkopfspannung wird zu diesem Zweck mit einem Röhrenvoltmeter direkt oder unter Nachschaltung eines Verstärkers gemessen und in Abhängigkeit von der Frequenz aufgetragen, wie Bild 2 zeigt. Der Abfall der Hörkopfspannung gegenüber der Omegageraden stellt die gesuchten Eisenverluste dar; diese Dämpfung kann jedoch bei hochohmigen Köpfen durch Resonanz der Hörkopfwicklung überdeckt werden (siehe Bild 2). Das Ausmessen der Hörkopfverluste sollte daher mit dem betriebsmäßig verwendeten Verstärkereingang erfolgen. Bei Auftreten einer Resonanzerscheinung hat die Korrektur des Frequenzganges sinngemäß nach der anderen Seite zu erfolgen. Mit der angegebenen Methode besteht eine Möglichkeit, den grafisch ermittelten Frequenzgang am Wiedergabeverstärker einzumessen, wobei in diesem Fall jedoch nur die Bandflußkurve und die Spaltverluste berücksichtigt zu werden brauchen. Über die Messungen am Abhörverstärker wird jedoch noch gesprochen.

Die Wirbelstrom- und Hystereseverluste eines guten Kopfes liegen verhältnismäßig niedrig und bewirken eine Dämpfung der Hörkopfspannung von 1 bis 2 dB bei 10 kHz. Ein genaues Ausmessen der Verluste wird in diesen Fällen kaum erforderlich sein, so daß eine pauschale Berücksichtigung genügen mag. Unter Zugrundelegung eines mittleren Wertes erhält man so für die Dämpfung durch die Eisenverluste einen Verlauf, der mit hinreichender Genauigkeit durch einen 10-μs-Höhenabfall dargestellt werden kann. Bild 3 zeigt die Kurve, die nach Gleichung (4) durch die Funktion

$$f(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + 10^{-10} \cdot \omega^2}}$$

zu berechnen ist.

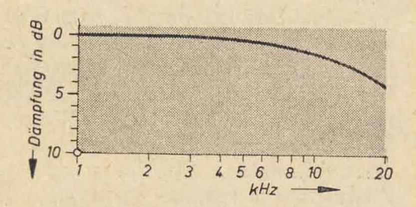


Bild 3: Berücksichtigung der Eisenverluste durch 10-μs-Höhenabfall

Einstellen des Frequenzganges

Nach dem Ermitteln der erforderlichen Korrekturen für den Hörkopf muß der so gewonnene Frequenzverlauf am Wiedergabeverstärker eingestellt werden. Zum Ausmessen des Frequenzganges eignet sich die im Bild 1 angegebene Schaltung durch Einspeisen einer EMK in den Hörkopfkreis mittels eines kleinen Widerstandes. Die am Spannungsteiler R_1, R_2 liegende Spannung (relative Eingangsspannung) kann dabei entweder konstant gehalten werden oder aber die für den verwendeten Kopf ermittelte Frequenzabhängigkeit besitzen. Im ersten Fall ergibt die gemessene Ausgangsspannung des Wiedergabeverstärkers den gewünschten Frequenzgang, während im zweiten Fall lediglich auf konstante Ausgangsspannung einzuregeln ist. Der bei dieser Meßmethode einzustellende Frequenzverlauf soll für ein Beispiel konstruiert werden (Bild 4):

Bandgeschwindigkeit: 19 cm/s

wirksamer Hörkopfspalt: 10 μ

Eisenverluste: Berücksichtigung durch 10-μs-Kurve

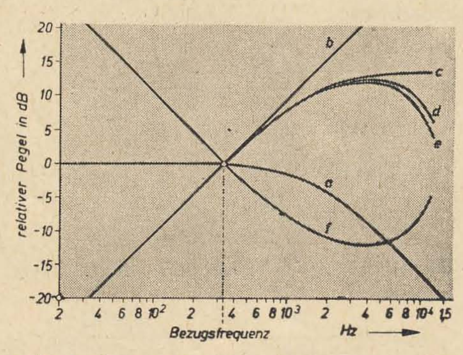


Bild 4: Konstruktion des Frequenzganges für den Wiedergabeverstärker (Messung durch galvanische Einspeisung mittels Widerstand)
a) Bandflußkurve (100 μs)
b) Omega-Gerade
c) Hörkopfspannung bei idealem Kopf
d) 1. Korrektur durch Spaltverlust
e) 2. Korrektur durch Eisenverluste
f) notwendiger Frequenzgang des Wiedergabeverstärkers

Die genormte Bandflußkurve für 19 cm/s wird durch den 100-μs-Höhenabfall dargestellt (Kurve a) und zu der Omegageraden (Kurve b) addiert, wobei sich die Hörkopfspannung für einen idealen Kopf ergibt (Kurve c). Die Dämpfung durch Spaltverlust berechnet sich nach der Spaltfunktion und ist mit $s = 10\ \mu$ bei Kurve d berücksichtigt. Die zweite Korrektur durch den im Bild 3 gezeichneten 10-μs-Höhenabfall ergibt den gewünschten Verlauf der Hörkopfspannung (Kurve e). Der am Abhörverstärker einzustellende Frequenzgang liegt dazu spiegelbildlich (Kurve f) und wird nach der oben genannten Methode eingemessen; eventuell vorhandene Kupfer- und Anpassungsverluste werden durch die Art der Messung berücksichtigt und treten nicht in Erscheinung. Es ist jedoch zu beachten, daß eine bei hochohmigen Köpfen mögliche Resonanz nicht zur Geltung kommt und das Ergebnis verfälschen kann. Deshalb ist diese Meßmethode nur bei Verwendung niederohmiger Köpfe zu empfehlen.

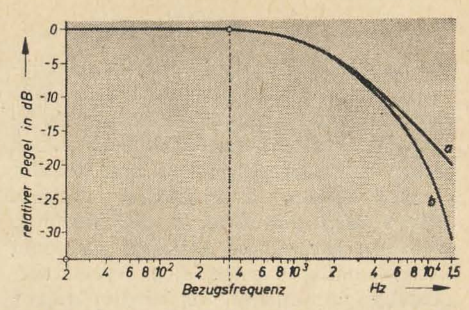


Bild 5: Konstruktion des Frequenzganges für den Wiedergabeverstärker (Messung durch magnetische Einspeisung mittels Leiterschleife)
a) Bandflußkurve (100 μs)
b) Korrektur durch Spaltverlust (Stromverlauf in der Hörkopfschleife)

Eine zweite Möglichkeit der Frequenzgangmessung wurde bei der Ermittlung der Eisenverluste genannt, wobei die Einspeisung der EMK in den Hörkopf durch eine Leiterschleife erfolgt. Die so induzierte Hörkopfspannung weist bereits den Omegagang auf und enthält die Dämpfung durch Wirbelstrom-, Hysterese-, Kupfer- und Anpassungsverluste, sowie einen eventuellen Anstieg durch Resonanz. Bei dieser Art der Messung sind lediglich die Bandflußkurve und die Spaltverluste zu berücksichtigen, wie mit den Werten des ersten Beispieles gezeigt werden soll (Bild 5): Der genormte 100-μs-Bandfluß (Kurve a) ist auch hier Ausgangspunkt der Konstruktion. Mit der Dämpfung der Hörkopfspannung durch Spaltverlust ergibt sich der Stromverlauf in der Hörkopfschleife (Kurve b), der am Ausgang des nachgeschalteten Verstärkers konstante Ausgangsspannung ergeben soll.

Hörkopfersatzschaltung

Als Hörkopfersatzschaltung (HKE) bezeichnet man einen Vierpol, der den Frequenzverlauf des Bandflusses und der übrigen Einflüsse nachbildet. Bei konstanter Eingangsspannung liefert die HKE an den betriebsmäßigen Verstärkereingang die gleiche Spannung wie der Hörkopf beim Abspielen einer Aufzeichnung mit genormtem Bandfluß. Die HKE kann an Stelle des Frequenzgangteiles eines Bezugstonbandes Verwendung finden, wobei gleichfalls auf konstante Ausgangsspannung des Wiedergabekanals

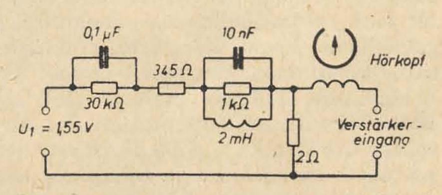


Bild 6: Hörkopfersatzschaltung für v = 76 cm/s und s = 14 μ

einzustellen ist. Da außer der Bandflußkurve zumindest der von Kopf zu Kopf unterschiedliche Einfluß des Spaltes elektrisch nachgebildet werden muß, läßt sich eine allgemein anwendbare Ersatzschaltung nicht angeben. Das Einspeisen der gelieferten Spannung in den Hörkopfkreis kann entweder galvanisch oder magnetisch durch eine Hörkopfschleife erfolgen, wobei der Frequenzgang der HKE im ersten Fall zusätzlich den Omegagang und die Dämpfung durch Eisenverluste enthalten muß. Das Aufstellen einer Hörkopfersatzschaltung lohnt sich somit nur bei serienmäßigem Abgleich von Geräten mit Köpfen gleicher Eigenschaften. Die Ersatzschaltung versagt, wenn die wirksame Spaltbreite durch Abschliff des Kopfes größer geworden ist. Im Bild 6 ist eine HKE gezeichnet, die für die beim Rundfunk verwendeten Geräte aufgestellt war und für Standardköpfe mit 14 μ Spaltbreite gilt. Die Einspeisung der EMK in den Hörkopfkreis erfolgt hier galvanisch durch den 2-Ω-Widerstand und liefert bei vorgegebener Eingangsspannung außerdem den Bezugspegel.

Wird fortgesetzt

Literatur

[1] E. Altrichter: Methoden zur Einstellung der Spaltrichtung und zur Messung des Aufzeichnungswinkels bei Magnetbandanlagen, Nachrichtentechnik Nr. 5 (1956) S. 214.

[2] W. D. Limpert: Die Entzerrung des Frequenzganges bei der magnetischen Schallaufzeichnung, Funktechnik Nr. 4 (1957) S. 103 und Nr. 5 (1957) S. 137.

WERNER TAEGER

Das Sabafon, ein neues Tonbandgerät

Die Saba-Werke haben ein neues Tonbandgerät mit Automatik geschaffen, das in Frankfurt erstmalig der Fachwelt vorgeführt wurde. Während bei den bisher bekannten Tonbandgeräten die Spurumschaltung von Spur I auf Spur II mechanisch erfolgte, wird sie beim Sabafon vollautomatisch vorgenommen. Läuft beispielsweise bei der Aufnahme oder Wiedergabe die Spur I ab, so stoppt das Gerät am Bandende selbsttätig; in einem sekundenschnellen Schaltvorgang wird das Band auf Spur II umgeschaltet und sofort wieder gestartet.

Es ist also die Aufnahme und die Wiedergabe in beiden Laufrichtungen des Bandes ohne Umlegen der Spule möglich. Mit der eingebauten Tricktaste können Sprach- und Musikaufnahmen auf bereits bespielte Bänder nachträglich eingeblendet werden. Eine Beschädigung des Gerätes durch Fehlbedienung ist ausgeschlossen. Die Aussteuerungsanzeige geschieht durch ein magisches Band. Das Gerät ist umschaltbar von 19 cm/s auf 9,5 cm/s Bandgeschwindigkeit. Bei der Bandgeschwindigkeit 19 cm/s reicht der Frequenzumfang bis zu 16000 Hz.

Das Sabafon ist besonders zum Vertonen von Schmalfilmen hervorragend geeignet, denn die Synchronisierung von Sprache, Musik und Geräuschen ist durch Zusatzgeräte, die von der kinotechnischen Industrie hergestellt werden, ohne weiteres möglich.

Der Aufbau

Das Gerät wurde konstruktiv in Bausteine aufgegliedert, die mit nur vier Schrauben am Montagerahmen befestigt sind. Ein Kabelbaum verbindet die einzelnen Bausteine. Die Verstärkerendstufe bildet eine eigene Einheit, die durch eine Steckverbindung mit dem Entzerrer verbunden und im Koffer angeschraubt ist. Den Aufbau des Montagerahmens zeigt Bild 1.

Die Drucktasten mit den Federsätzen und Beleuchtungslampen bilden ein Montageteil für sich. Die Kontaktfedern sind von vorn zugänglich und können leicht nachjustiert werden.

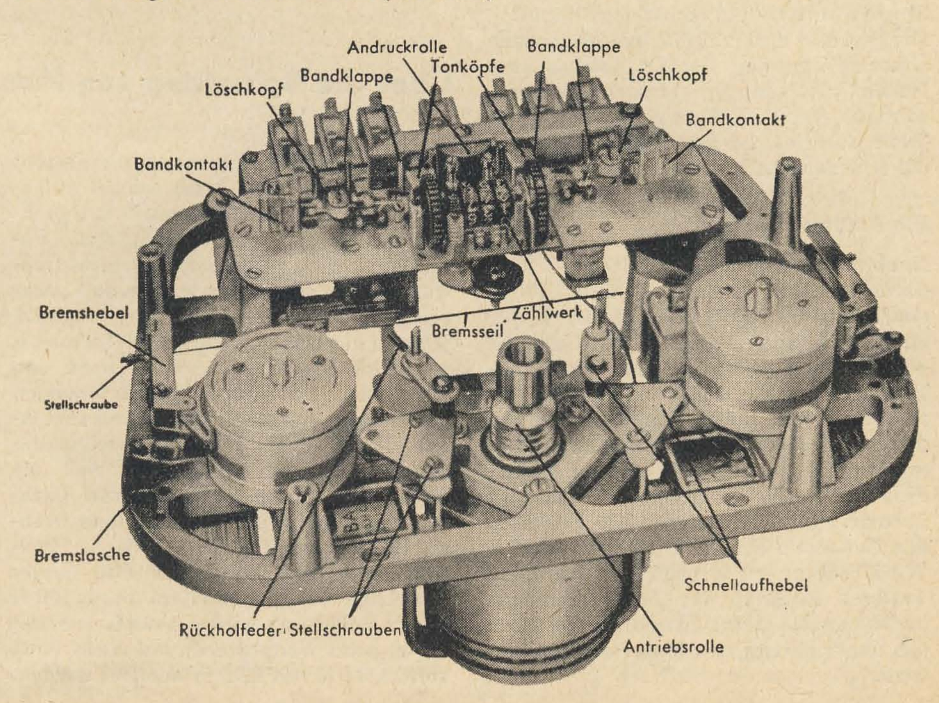
Ein weiterer Baustein ist der Trafoträger. Er enthält rechts den Netzteil mit Trafo, Spannungswähler (110, 127, 160, 220, 240 V) und die Sicherungen. Außerdem befinden sich in diesem Baustein der Gleichrichter und der Ladekondensator für die Anodenspannung, Gleichrichter und Siebkette für die Niedervoltspannung und die Relaisplatte.

Das Entzerrerchassis ist dreistufig mit den Röhren EF 86, ECC 81 aufgebaut. In einem besonderen Abschirmbecher befindet sich der HF-Generator, der mit der EL 95 bestückt ist. Weiterhin befinden sich hier das Entzerrer- sowie das Aufnahmerelais. Zum Entzerrer gehört die Anzeigeröhre EM 840.

Die Wirkungsweise

Der Antrieb des Sabafon erfolgt mit einem Außenläufermotor, System Papst. Durch Umschalten der Hilfsphase kann die Drehrichtung des Motors umgekehrt werden. Beim Bremsen erhält der Motor die volle Anodenspannung von etwa 230 V_. Die Drehzahl wird durch Umschalten von 4- auf 8polig auf die Hälfte herabgesetzt, entsprechend den Bandgeschwindigkeiten 19 und 9,5 cm/s. Die Antriebsrolle ist starr mit der Motorachse verbunden. Der untere Teil treibt mit drei parallellaufenden Riemen die Tonwelle mit der Schwungmasse an. Die Kupplungsunterteile werden über je einen Riemen vom Mittelteil der Antriebsrolle angetrieben. Zum Umspulen werden die Schnellaufräder gegen den oberen glatten Teil angedrückt. Über einen Hebel zieht der rechte oder linke Schnellaufmagnet das entsprechende Schnellaufrad gegen die Antriebsrolle und den Kupplungsoberteil. Hierdurch wird zum Umspulen der jeweils aufwickelnde Bandteller mit dem Motor fest gekuppelt. Die Kupplungen bestehen aus folgenden Teilen: Kupplungsunterteil, Mitnehmerscheibe und Kupplungsoberteil. Der Bandteller ist mit dem Oberteil verschraubt. Zur Lagerung auf der feststehenden Achse dienen selbstschmierende Sinterlager. Das Oberteil enthält drei Gewichte zur Mitnahmeerhöhung. Die Mitnahme des Bandtellers erfolgt durch Reibung der Filzbeläge des Ober- und Unterteiles an der Mitnehmerscheibe. Die Reibung ist vom Gewicht der Bandspule abhängig, dadurch wird der Bandzug bei leerer und voller Spule annähernd konstant gehalten. An den beiden Kupplungsoberteilen

Bild 1: Montagerahmen des Sabafons (Draufsicht)



liegt je eine Bremsbacke an. Wenn das Gerät in Betrieb gesetzt wird, zieht der Bremsmagnet an und hebt die Bremsbacken ab. Die Mitnehmerscheibe der abwickelnden Kupplung wird jeweils von einer Rolle gebremst, weil die Sperrlasche durch die Drehung hereingezogen wird. An der aufwickelnden Kupplung ist die Drehung entgegengesetzt, wodurch die Sperrlasche herausschwingt und die

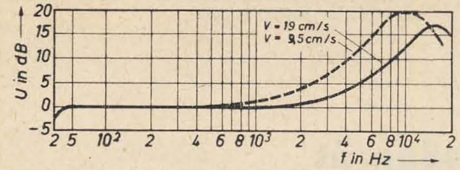


Bild 2: Frequenzgang bei der Aufnahme

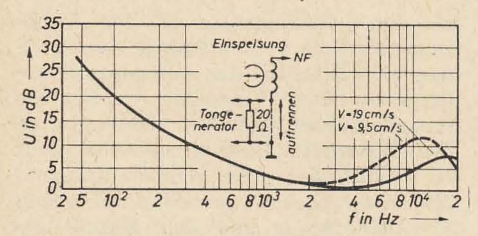


Bild 3: Frequenzgang bei der Wiedergabe

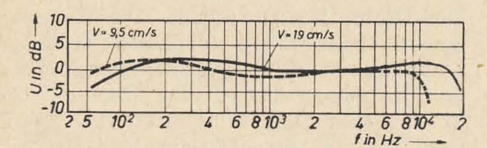


Bild 4: Über-alles-Frequenzgang des Sabafons

Bremsrolle gelöst wird. Das Band gleitet auf vier senkrechten Führungsbolzen. Zwischen den beiden mittleren wird das Band von der Tonrolle angetrieben, wenn der Magnet die Andruckrolle dagegenpreßt. Gleichzeitig legt der Andruckhebel die Bandklappen gegen das Tonband, damit es mit Umschlingung an den Köpfen vorbeiläuft. Links wird es erst am Löschkopf und dann am Tonkopf der Spur I (oben) vorbeigeführt. Die Köpfe für Spur II (unten) sind rechts angeordnet. Die gesamte mechanische und elektrische Umschaltung des Gerätes erfolgt über Relais, die von Drucktasten gesteuert werden. Durch Drücken der jeweiligen Taste schaltet der zugehörige Federsatz die erforderlichen Relais an oder ab.

Die Automatik

Nach Ablauf des Bandes auf Spur I wird durch einen Bandkontakt (siehe Bild 1) ein Relais betätigt, wodurch die Köpfe auf Spur II umgeschaltet werden und die Drehrichtung geändert wird. Die Bandkontakte werden durch eine Schaltfolie mit Masse verbunden. Durch Einführung des Fernbedienungssteckers wird ein besonderer Kontakt geöffnet. Der in der Fernbedienung vorgesehene Kontakt übernimmt in diesem Fall die Funktion der Halttaste. Um für Diktatzwecke eine Wiederholung zu ermöglichen, wird ein weiterer Kontakt der Fernbedienungsbuchse gegen Masse geschaltet, wodurch die Drehrichtung des Motors umgekehrt wird.

Die elektrische Einrichtung

Die Eingangsspannungen werden über Spannungsteiler oder Mikrofonübertrager so angepaßt, daß zur Vollaussteuerung rund 1,5 mV (Maximalwert) am Gitter der ersten Röhre EF 86 stehen. Ein besonderer Eingangskanalschalter schaltet die Eingänge wahlweise um. Die verstärkte Spannung wird bei Aufnahme über den Aussteuerungsregler dem zweistufigen Entzerrer zugeführt. Die beiden Triodensysteme einer ECC 81 verstärken das NF-Signal, und eine frequenzabhängige Gegenkopplung von der Anode des zweiten Systems zur Katode des ersten Systems beeinflußt den Frequenzgang. Mit einem Einstellregler kann die erforderliche Höhenanhebung den verschiedenen Bandsorten angeglichen werden. Ein besonderes Entzerrerrelais paßt den Frequenzgang der gewählten Bandgeschwindigkeit an. Ein weiterer Kontakt dieses Relais ändert die Zeitkonstante der Stummsteuerung, die für die niedrige Bandgeschwindigkeit entsprechend kleiner eingestellt werden muß. Durch eine negative Gittervorspannung von 20 V werden die beiden Triodensysteme für die Dauer der Stummschaltung gesperrt. Die verstärkte NF wird über einen Linearisierungswiderstand den Tonköpfen zugeführt. Gleichzeitig liegt sie am Ausgang für „Mithören“, und gleichgerichtet über eine Diode dient sie als Steuerspannung für die Aussteuerungskontrolle mit der EM 840.

Der HF-Generator mit der EL 95 in Dreipunktschaltung schwingt mit etwa 50 kHz. Mit einem Trimmer wird der den Tonköpfen zugeführte Vormagnetisierungsstrom eingeregelt. Dieser Trimmer beeinflußt auch den Löschstrom.

Bei Wiedergabe ist das Aufnahmerelais stromlos. Der Aussteuerungsanzeiger und der HF-Generator sind abgeschaltet. Die Spannung vom Tonkopf wird über den auf ein kleineres Übersetzungsverhältnis geschalteten Mikrofonübertrager dem Verstärker zugeleitet. Der Aussteuerungsregler wird außer Funktion gesetzt und mittels eines RC-Gliedes eine entsprechende Tiefenentzerrung (Anhebung) vorgenommen.

Die Endstufe ist mit der Verbundröhre ECL 82 bestückt. Das Pentodensystem speist die beiden eingebauten Ovallautsprecher in Raumklanganordnung. Bei Wiedergabe gelangt die NF über die Klangregelung und einen gehörrichtigen Lautstärkeregler an das Gitter des Triodensystems der ECL 82. Beim Mithören einer Aufnahme wird mittels einer RC-Kombination die Eingangsspannung herabgesetzt und gleichzeitig werden die Höhen beschnitten, um die Anhebung des Entzerrers bei der Aufnahme zu kompensieren. Die eingebauten Lautsprecher können abgeschaltet werden.

Die Bilder 2, 3 und 4 zeigen den Frequenzgang des Gerätes.

Mit dem hinter dem Tastenaggregat eingebauten Bandzählwerk kann man sofort, ohne langes Suchen, das Gewünschte aus dem Dreistundenband auswählen, vorausgesetzt natürlich, daß man bei der Aufnahme entsprechende Notizen gemacht hat. Die Regelorgane für Lautstärke und Klangfarbe lassen sich auch bei geschlossenem Koffer betätigen. Erwähnt sei noch, daß die Spurlage des Bandes der internationalen Norm entspricht. Es können aber auch Tonbänder der früheren deutschen Norm wiedergegeben werden. Das Sabafon ist auf einfachste Weise durch Einführen eines Schaltsteckers in die Fernbedienungsbuchse auf die andere Norm umschaltbar. Das Gerät kann in Verbindung mit einem Fußschalter als vollwertiges Diktiergerät benutzt werden. Mit der Tricktaste sind auch Diktatkorrekturen möglich. Für den anspruchsvollen Tonbandliebhaber ist als Zubehör das Vierkanal-Transistormischpult gedacht, mit dem zwei dynamische Mikrofone und zwei weitere beliebige Schallquellen wahlweise gemischt werden können.

Über die Belastung von Potentiometern

In der Labor- und Werkstattpraxis erlebt man es zuweilen, daß bei schnell aufgebauten Versuchsschaltungen die zu irgendwelchen Regelzwecken benutzten Potentiometer (Draht- oder Schichtdrehwiderstände) überlastet werden und „Amperegerüche“ von sich geben, obgleich jeder einigermaßen versierte Techniker zweifellos in der Lage wäre, nach den Ohmschen und Kirchhoffschen Gesetzen die Belastungsverhältnisse durchzurechnen. Diese Dinge werden vor allem dadurch etwas unübersichtlich, weil die maximal zulässige Belastung von Drehwiderständen proportional mit dem Drehwinkel abnimmt. Ein 50-Watt-Drehwiderstand von 200 Ω darf also in der Mittelstellung des Schleifers, wenn 100 Ω in der Schaltung wirksam sind, nur mit 25 W, beim Weiterdrehen auf einen Wert von 25 Ω nur mit 12,5 W belastet werden.

Bei der Durchführung der Rechnung muß man mit Drehwinkeln, Widerständen, Strömen und Leistungen operieren.

Sehr viel übersichtlicher wird die Rechnung, wenn man aus der maximal zulässigen Belastung und dem Gesamtwiderstand des Drehwiderstandes den maximal zulässigen Strom bestimmt. Man rechnet dann nur mit Strömen und es ist zwangsläufig sichergestellt, daß, solange man den Maximalstrom nicht überschreitet, eine Überlastung nicht eintreten kann, auch dann, wenn nur ein Teil des Widerstandes benutzt wird. Die Rechnung kann meistens im Kopf durchgeführt werden und soll hier an zwei Beispielen erläutert werden.

1. Beispiel

Die Helligkeit einer kleinen Glühlampe soll mittels eines Vorwiderstandes geregelt

werden (Bild 1). Der maximal mögliche Strom kurz vor dem Auflaufen des Schleifers auf den Endkontakt ist 0,3 A. Für diese Stromstärke muß der Drahtquerschnitt des Widerstandsdrahtes bemessen sein. Ein 100-Ω-Drehwiderstand, mit dem man einen Stromregelbereich von 0,06 bis 0,3 A erzielt, müßte also für eine maximale Belastung von mehr als

$$N_{max} = I^2_{max} \cdot R = 0,3^2 \cdot 100 = 9 \text{ W}$$

ausgelegt sein. Ein 200-Ω-Drehwiderstand, der einen Regelbereich von 0,03 bis 0,3 A ergeben würde, müßte für eine doppelt so hohe Belastung dimensioniert sein, weil I^2_{max} hier konstant gleich 0,09 bleibt. Man kann natürlich auch die für einen bestimmten Drehwiderstand maximal zulässige Stromstärke

$$I_{max} = \sqrt{\frac{N}{R}}$$

ausrechnen, die dann größer sein müßte als der höchste in der Schaltung mögliche Strom. Da man jedoch im Kopf leichter mit Quadratzahlen rechnen kann als mit Wurzeln, ist die zuerst aufgeführte Berechnungsart zweckmäßiger, es sei denn, man zählt schon aus anderen Gründen einen Rechenschieber zum unentbehrlichen „Handwerkzeug".

Bild 1: Regelung der Helligkeit eines Glühlämpchens durch einen veränderlichen Vorwiderstand

Bild 2: Spannungsteilerschaltung mit einer maximalen Stromentnahme von 50 mA

2. Beispiel

Wird ein Drehwiderstand als Spannungsteiler geschaltet und wird über den Schleifer ein nennenswerter Strom entnommen, so fließt in dem „oberen" Teil des Widerstandes (Bild 2) die Summe beider Teilströme. Sie muß kleiner sein als I_{max}. Nehmen wir an, wir wollten das I_a-U_a-Kennlinienfeld einer Röhre bis zu einem maximalen Anodenstrom von 50 mA (bei $-U_g = 0$ V) aufnehmen. Um die Anodenspannung gut regeln zu können, müßte man an sich den Querstrom des Spannungsteilers groß gegen den entnommenen Strom wählen. Bei relativ hohen Strömen kommt man dann jedoch meistens nicht mit vorhandenen Netzgeräten aus. Deshalb soll hier der Querstrom (I_1) im Spannungsteiler lediglich so groß wie der maximale Nutzstrom (I_2) gemacht werden. Bei einer Spannung von 300 V wäre also ein Drehwiderstand von

$$R = \frac{U}{I_1} = \frac{300}{0,05} = 6 \text{ k}\Omega$$

zu verwenden, dessen maximale Belastung größer sein müßte als

$$N_{max} = (I_1 + I_2)^2 \cdot R = 0,1^2 \cdot 6000 = 60 \text{ W}.$$

Eine noch schnellere Übersicht bekommt man, wenn man die vielfach in Labors und Werkstätten zum Handgebrauch vorhandenen Drehwiderstände, die meistens an kleinen Metallwinkeln montiert sind, mit einer Beschriftung versieht, aus der man außer dem Widerstandswert auch den maximal zulässigen Strom ersieht, so wie es früher bei den allerdings unhandlichen Laborschiebewiderständen der Fall war.

Elektronus

Motorrad-Funksprechgerät „Telemot"

Ein leistungsfähiges Funksprechgerät, das sich besonders für den Einbau in Motorräder eignet, ebenso aber auch in Kraftwagen oder als tragbares bzw. ortsfestes Gerät benutzt werden kann, ist das neue Funksprechgerät „Telemot". Dieses Gerät ist von Telefunken nach den Anforderungen von Behörden und Industrieunternehmen entwickelt worden.

Die ersten bei der Polizei erprobten Geräte haben sich bewährt. Bei Verkehrsstauungen, in Katastrophenfällen, bei Verkehrsunfällen oder bei Überwindung unwegsamen Geländes ist ein Motorrad infolge seiner Wendigkeit am ehesten in der Lage, in kritischen Situationen den Ort des Geschehens zu erreichen. Über das „Telemot" kann dann der Polizist seinen ersten Lagebericht geben oder Anweisungen über zu treffende Maßnahmen entgegennehmen.

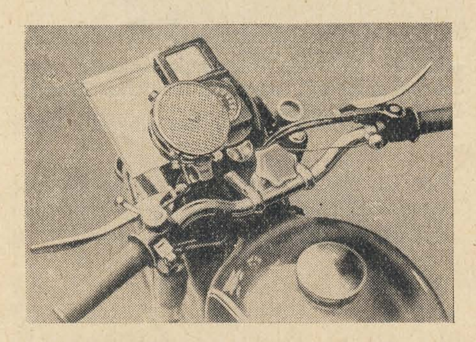


Bild 1: Am Lenker des Motorrads sind der Mikrofonlautsprecher sowie die Ruf- und Sprechtaste montiert

Das Gerät ist gegen Erschütterungen gut gesichert und wetterfest. Auch bei hohem Geräuschpegel auf der Straße ist ein einwandfreier Empfang gewährleistet. Das „Telemot" ist zu beiden Seiten des Hinterrades so montiert, daß der Soziussitz noch frei ist. Es besteht aus drei Teilen:

a) Sende/Empfangsgerät mit eingebautem 4-W-NF-Transistorverstärker und fest montierter Antenne,

b) Transistorstromversorgung mit Akkumulator und Laderegler,

c) Mikrofonlautsprecher.

Der Mikrofonlautsprecher ist am Lenker des Motorrades angebracht. Er kann bei anderweitiger Verwendung des Gerätes auch durch einen kleinen Handapparat ausgewechselt werden.

Technische Daten

Sender

Betriebsart: Wechselsprechen
Lieferbar für Frequenzbänder 40, 80 bzw. 160 MHz
Zahl der Kanäle: 1 oder 1···9
Kanalbreite: 50 kHz
Frequenzhub: ± 15 kHz
Frequenzkonstanz: ± 2,5 kHz zwischen − 20 und + 50° C
Nebenwellendämpfung: ≧ 65 dB
Oberwellendämpfung: ≧ 45 dB
NF-Bandbreite: 400···3000 Hz
Stromaufnahme bei 1,2···1,8 W Sendeleistung: 2,3 A

Empfänger

Empfindlichkeit: 1 μV bei Δf = 15 kHz und 20 dB Störabstand (f_M = 800 Hz)
Selektion: ≧ 90 dB für 50 kHz
Spiegelselektion: ≧ 70 dB
Stromaufnahme Empfänger: etwa 0,85 A
Stromaufnahme Transistorverstärker: 0,09 A Ruhestrom

Sender und Empfänger

Verwendete Röhren: 1 AD 4, 5678, 6397 spez.
Quarze: je ein Quarz QH-1-A und ein Quarz QY-1-D pro Kanal
Stromversorgung: Bleisammler 6 V, 9 Ah mit Regler zum Anschluß an 6-V-Fahrzeugbatterie

Bild 2: Das „Telemot" kann leicht vom Krad abgenommen und als tragbares Gerät verwendet werden



Germaniumflächengleichrichter

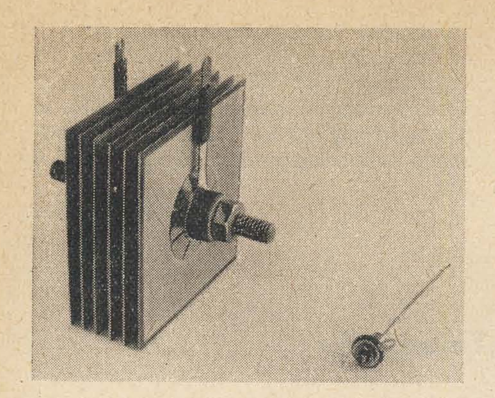


Bild 1: WBN-Ge-Flächengleichrichter OY 113 und ein Selengleichrichter derselben Leistung

Für die Stromversorgung von Geräten und kleineren Aggregaten der Nachrichtentechnik wurden vom Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky“, Teltow, Germaniumflächengleichrichter entwickelt, die wegen ihrer kleinen Abmessungen gegenüber den bisher verwendeten Trockengleichrichtern anderer Konstruktion erhebliche Raumersparnisse ermöglichen (Bild 1). Diese Germaniumflächengleichrichter sind weitestgehend unempfindlich gegen äußere Einflüsse, da sie in dichte Gehäuse eingebaut sind. Sie werden zur Zeit in den in den Bildern 2 und 3 gezeigten Bauformen geliefert. Die Typen mit Anschlußdrähten haben Durchlaßströme bis zu 100 mA. Sie können freitragend in die Schaltung eingelötet werden, wobei die Drähte bis auf eine Länge von 20 mm gekürzt werden dürfen. Die Lötwärme ist mit Hilfe einer Flachzange vom Gleichrichter fernzuhalten. Die Bauform mit Schraubanschluß ist für Gleichrichter bis zu 1 A Durchlaßstrom vorgesehen. Diese Gleichrichter müssen zur Kühlung auf eine Metallfläche aus Eisen oder Aluminium von mindestens 25 cm² aufge-

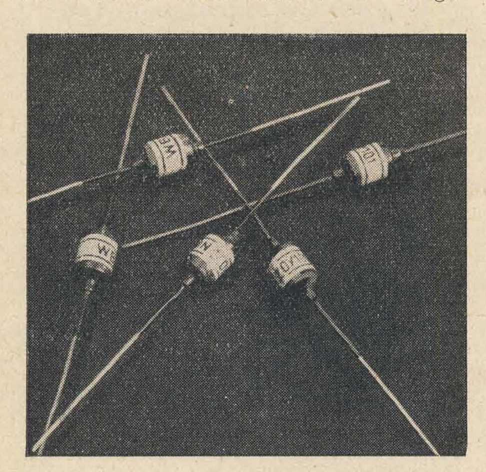


Bild 2: WBN-Ge-Flächengleichrichter mit axialen Drahtanschlüssen. Durchlaßströme bis 100 mA

schraubt werden. Die maximal zulässige Umgebungstemperatur für WBN-Flächengleichrichter beträgt im Betrieb bei reduzierter Belastung + 50° C. Wegen des kleinen Flußwiderstandes, der in der Größenordnung von 1 Ω liegt, sind der Spannungsabfall und damit die Verluste des Gleichrichters sehr gering. Das günstige Gleichrichterverhältnis ergibt einen sehr hohen Wirkungsgrad. Der hohe Wirkungsgrad und die durch die Raumverkleinerung erzielbaren Materialeinsparungen machen Gleichrichtergeräte mit Ge-Flächengleichrichtern auf die Dauer wirtschaftlicher als die bisher verwendeten Konstruktionen.

Die maximale Sperrspannung $U_{sp\,max}$ eines Ge-Flächengleichrichters bestimmt die anlegbare maximale Eingangswechselspannung $U_{\sim max}$, die, um Durchschläge zu vermeiden, auf keinen Fall überschritten werden darf. Für rein ohmsche Belastung (siehe Bild 4) wird der Effektivwert der Eingangswechselspannung

$$U_{\sim max} = \frac{U_{sp\,max}}{\sqrt{2}}$$

und für kapazitive Belastung, nach Bild 5,

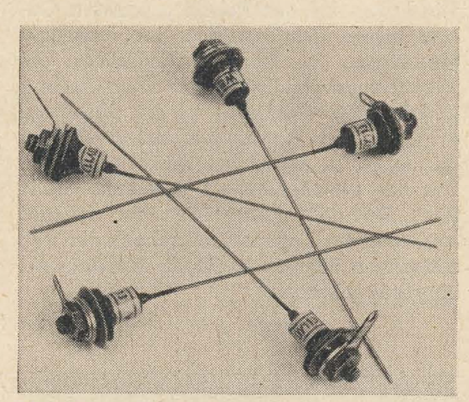


Bild 3: WBN-Ge-Flächengleichrichter mit Schraubanschluß. Mindestkühlfläche 25 cm². Durchlaßströme bis 1 A

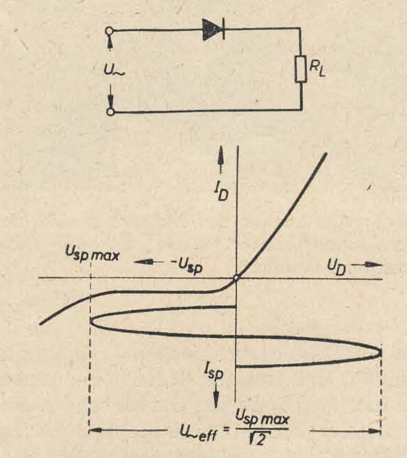


Bild 4: Ge-Flächengleichrichter mit reellem Lastwiderstand

unter der Voraussetzung, daß die Zeitkonstante von Lastwiderstand und Ladekondensator größer als $\frac{10}{f}$ ist,

$$U_{\sim max} = \frac{U_{sp\,max}}{2\sqrt{2}}.$$

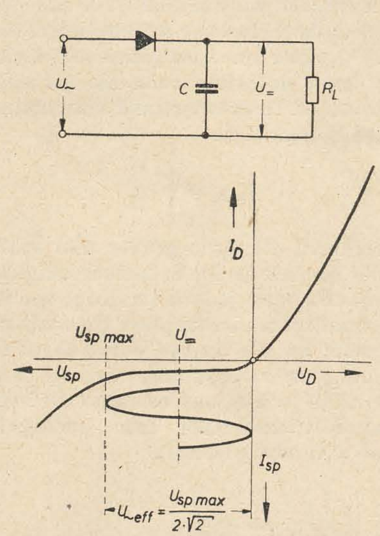


Bild 5: Ge-Flächengleichrichter mit kapazitiver Last

In der Tabelle sind die für einige WBN-Ge-Gleichrichter maximal zulässigen Eingangswechselspannungen für Gleichrichtergeräte mit reeller bzw. kapazitiver Last zusammengestellt.

In allen Fällen, in denen bei Stromversorgungsgeräten die in der Tabelle angegebenen Gleichspannungen und Gleichströme ausreichen, können z. B. bei ausgefallenen Selengleichrichtern mit Vorteil Germaniumflächengleichrichter als Ersatz eingesetzt werden, wobei die oben angegebenen Kühlbedingungen zu beachten sind.

Die Ge-Flächengleichrichter können selbstverständlich auch unter Beachtung der in der Tabelle angegebenen Werte in Doppelweg- oder Graetzschaltung verwendet werden. Beim Hintereinanderschalten von Ge-Flächengleichrichtern zur Erhöhung der Sperrspannung müssen Gleichrichter mit möglichst gleichen Sperrströmen benutzt werden, um Durchschläge einzelner Gleichrichter zu vermeiden. -tt-

Zulässige Eingangswechselspannungen einiger WBN-Germaniumflächengleichrichter für ohmsche und kapazitive Last

	Typ	OY 100	OY 101	OY 102	OY 110	OY 111	
Max. Sperrspannung	$U_{sp\,max}$	20	50	100	20	50	V
Max. Eingangswechselspannung bei ohmscher Last	$U_{\sim eff}$	14	35	70	14	35	V
Max. Eingangswechselspannung bei kapazitiver Last	$U_{\sim eff}$	7	17,5	35	7	17,5	V
Max. entnehmbarer Gleichstrom	I—	0,08	0,1	0,1	1	1	A

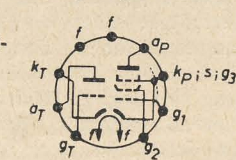
Die angegebenen Daten gelten für eine Umgebungstemperatur von + 20° C.

Die PCL 84, eine neue Röhre für Videoendstufen

Etwa gleichzeitig ist bei Telefunken und Valvo die Entwicklung einer neuen Triode-Pentode für Videoendstufen im Fernsehempfänger abgeschlossen worden. Die Kombinationsröhre PCL 84 enthält zwei voneinander getrennte und statisch gegeneinander abgeschirmte Systeme mit zwei getrennten Katoden. Die beiden Systeme können somit unabhängig voneinander verwendet werden, was z. B. bei der getasteten Regelung im Fernsehempfänger mit Hilfe einer dafür geeigneten Triode in einem Kolben mit der Videopentode sehr günstig erscheint. Das Triodensystem kann aber auch für andere Aufgaben im FS-Empfänger herangezogen werden.

Die bisher fast ausschließlich im Videoverstärker benutzte Röhre war die bekannte PL 83, die auch die an diese Stufe zu stellenden Anforderungen gut erfüllte.

Bild 1: Sockelschaltung der PCL 84



Diese Forderungen sind:

1. Abgabe einer hohen Ausgangsspannung von etwa 90 V_{ss} bei kleinem Anodenwiderstand zur Erzielung einer hohen und frequenzlinearen Steuerspannung für die Bildröhre.

2. Lineare Kennlinie, damit Proportionalität zwischen Ausgangs- und Eingangsamplitude besteht und Gradationsverzerrungen vermieden werden.

Diese Forderungen erfüllt die neue PC*L* 84 in noch besserem Maße als die PL 83 bei geringerer Verlustleistung des Systems. Mit einer Spannung von 100 V an der Anode und einem Anodenstrom von 34 mA gibt die PC*L* 84 ohne Schwierigkeit die erforderliche Ausgangsspannung von 90 V_{ss} an einem Anodenwiderstand von 3 kΩ ab. Die hierfür erforderliche Eingangsamplitude beträgt nur 3 V_{ss}. Dabei ist die Kennlinie des Systems im Bereich des Videoanteils vollkommen gerade, so daß Gradationsverzerrungen nicht eintreten. Da weiterhin die Kennlinie der Pentode PC*L* 84 verhältnismäßig kurz ist, werden überlagerte Störimpulse unterdrückt.

Das Triodensystem hat eine Steilheit von 4 mA/V und einen Verstärkungsfaktor von 65. Wie bereits erwähnt, eignet sich die Triode für die Verwendung in den verschiedenen Stufen des Empfängers, beispielsweise für die Impulsabtrennung,

Bild 2: Anoden- und Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung

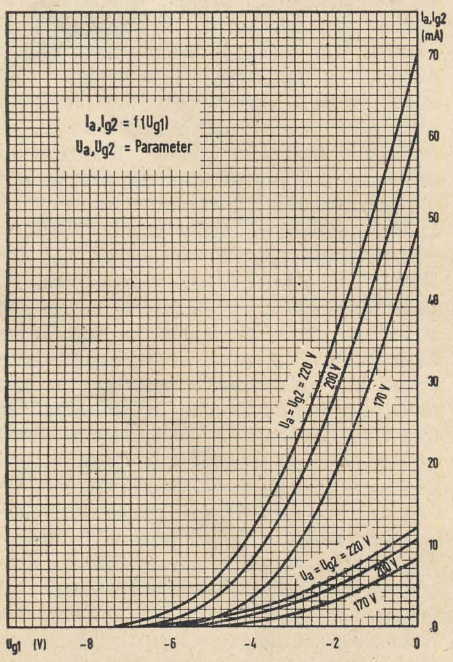


Bild 3: Anoden- und Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

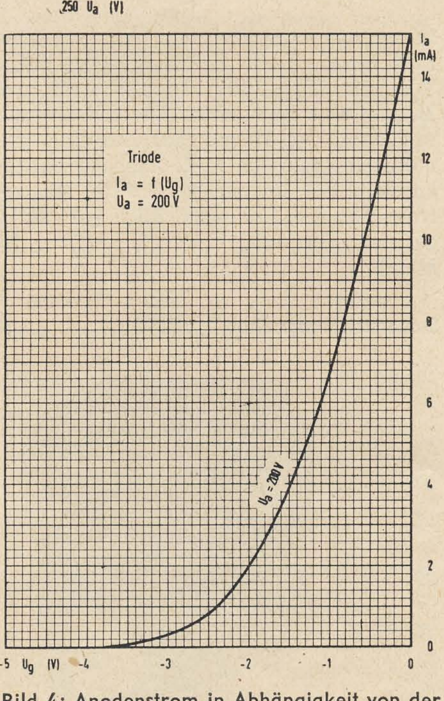


Bild 4: Anodenstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung (Triode)

Vorläufige technische Daten der PCL 84

Heizung

Netzröhre für Gleich- und Wechselstromheizung, indirekt geheizt — Serienspeisung.

U_f	ca. 15	V
I_f	300	mA

Meßwerte

Pentode

U_a	170	200	220	V
U_{g2}	170	200	220	V
U_{g1}	—2,1	—2,9	—3,4	V
I_a	18	18	18	mA
I_{g2}	3,1	3,1	3,1	mA
S	11	10,4	10	mA/V
R_i	ca. 100	130	150	kΩ
$\mu_{g2/g1}$	ca. 36	36	36	

Triode

U_a	200	V
U_g	—1,7	V
I_a	3	mA
S	4	mA/V
μ	65	

Betriebswerte

Pentode als Videoendröhre

U_b	170	200	220	V
U_{g2}	170	200	220	V
U_{g1}	—2	—2,8	—3,3	V
R_a	3	3	3	kΩ
I_a	18	18	18	mA
I_{g2}	3,3	3,2	3,2	mA
S	10	9,7	9,5	mA/V

Grenzwerte

Pentode

U_{ao}	550	V
U_a	250	V
N_a	4	W
U_{g2o}	550	V
U_{g2}	250	V
N_{g2}	1,7	W
I_k	40	mA
R_{g1} (U_{g1} fest)	1	MΩ
(U_{g1} autom.)	2	MΩ
$U_{f/k}$	200	V
$R_{f/k}$	20	kΩ
U_{g1e} ($I_{g1} \leq +0,3\,\mu A$)	—1,3	V

Triode

U_{ao}	550	V
U_a	250	V
$U_{a\,sp.}$	400	V
N_a	1	W
I_k	12	mA
R_g (U_{g1} fest)	1	MΩ
(U_{g1} autom.)	3	MΩ
$U_{f/k}$ (k—, f+)	150	V
$U_{f/k}$ (k+, f—) 200 V—	+ 150	V_{eff}
$R_{f/k}$	20	kΩ
U_{ge} ($I_g \leq +0,3\,\mu A$)	—1,3	V

Kapazitäten

Pentode		Triode	
c_e	9 pF	c_e	4 pF
c_a	4,5 pF	c_a	2,5 pF
$c_{g1/a}$	< 0,1 pF	$c_{g/a}$	2,7 pF
		$c_{g/f}$	<0,05 <0,1 pF

Triode/Pentode

$c_{eT/g1P}$	< 0,01 pF
$c_{gT/g1P}$	< 0,01 pF

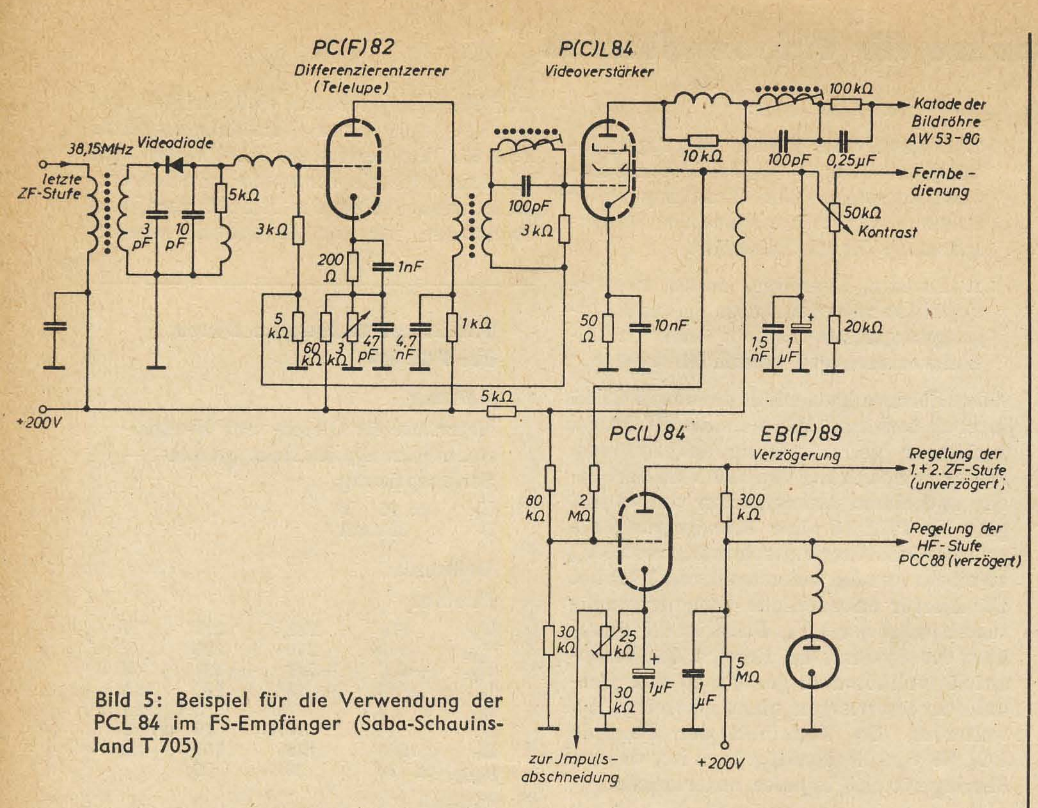


Bild 5: Beispiel für die Verwendung der PCL 84 im FS-Empfänger (Saba-Schauinsland T 705)

Synchronimpulsverstärkung, Störunterdrückung, getastete Regelung usw.
Bild 5 zeigt ein Beispiel für den Einsatz der PCL 84 im Fernsehempfänger, und zwar im neuen „Schauinsland"-Gerät T 705 von Saba. Das Schaltbild zeigt einen Ausschnitt des Videoteils, der auf den vierstufigen ZF-Verstärker (3 × EF 80, 1 × EBF 89) folgt. Zwischen Videogleichrichter und Videoverstärker ist die von Saba mit „Telelupe" bezeichnete Differenzierentzerrung, bestehend aus dem Triodensystem einer PCF 82 (das Pentodensystem dient als erste Ton-ZF-Stufe) und einem stufenlos regelbaren 3-kΩ-Potentiometer, geschaltet. Der Videoverstärker ist bereits mit der neuen PCL 84 bestückt. Das zugehörige Triodensystem dient zur Regelspannungserzeugung. Der Tuner (PCC 88) wird durch das vorgespannte Diodensystem der EBF 89 verzögert, die beiden ersten ZF-Stufen werden unverzögert geregelt.

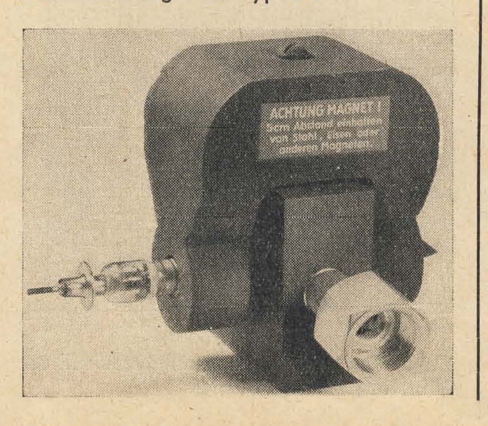
Zwei Dauerstrichmagnetrons

Zur Bestückung von Diathermiegeräten wurde von Valvo das neue Dauerstrichmagnetron Typ 7090 entwickelt. Neben den Impulsmagnetrons für die Funkmeßtechnik gewinnen neuerdings Dauerstrichmagnetrons zur Bestückung von HF-Generatoren, die im cm-Gebiet arbeiten, immer mehr Bedeutung. Die wichtigsten elektrischen Daten des Magnetrons 7090 sind:

HF-Ausgangsleistung	200 W
Anheizspannung	5,3 V
Betriebsheizspannung	4,0 V
Heizstrom	3,0 A
Anheizzeit	etwa 2 min
Anodenspannung	1600 V_
	oder 1600 V_{eff}

Dieses 200-W-Magnetron ist besonders für die Verwendung im Halbwellenbetrieb geeignet. Sein System bildet mit dem Magneten eine geschlossene Baueinheit.
Der zweite Magnetrontyp 7091 liefert bei einer Anodenspannung von etwa 4200 V_ eine HF-Ausgangsleistung von mindestens 2 kW. Dieses Magnetron ist für die Bestückung von Industriegeneratoren, Mikrowellenkochgeräten und Durchlauföfen z. B. für die Holzverleimung vorgesehen. Wie beim Typ 7090 bilden System und Magnet eine Baueinheit. Die HF-Energie wird bei diesen Magnetrons über einen genormten koaxialen 50-Ω-Ausgang ausgekoppelt. Für Europa werden die Magnetrons für die Frequenz 2400 ± 35 MHz geliefert (für die USA für 2450 ± 25 MHz).

Dauerstrichmagnetron Typ 7090



II. Internationales Kolloquium an der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau

Zum zweiten Mal hatte der Rektor der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau, Prof. Dr. Stamm, zu einem internationalen Kolloquium der Fachgebiete Feinmechanik-Optik und Nachrichtentechnik eingeladen. Diese Initiative ist sehr zu begrüßen, ist doch der direkte Gedankenaustausch zwischen Fachkollegen dem weiteren Fortschritt dienlicher als das noch so intensive Literaturstudium.
Einige der gehaltenen Vorträge der Gruppe „Nachrichtentechnik" seien erwähnt, um damit die Fülle des gebotenen Stoffes zu demonstrieren. Der Zyklus wurde eröffnet von Professor Dr. Megla mit interessanten Ausführungen über die Verwendung metallischer Reflektoren in der Funknavigation. Herr Beckmann (Prag) berichtete über die Reflexion elektromagnetischer Wellen an rauhen Oberflächen. Sehr beachtenswert war ein Vortrag von Ing. F. Müller, Leipzig, der eine vielversprechende Anwendungsmöglichkeit relativistischer Methoden zur Berechnung von Wellen in Hohlleitern zeigte. Die Vorträge von Dr. Sommer, Reutlingen, über „Brücke und Verstärker beim brückenstabilisierten RC-Generator", Prof. Rotkiewicz, Wroclaw, über „Messungen des Mikrofoneffektes in Rundfunkempfängern" sowie von J. Majcher, Warschau, über „Anwendung der Impulszählmethode in der HF-Meßtechnik" brachten nichts wesentlich Neues. Im weiteren Verlauf der Tagung sprachen unter anderem Dr. Falter, Teltow, über Frequenz- und Rauscheigenschaften von Flächentransistoren, Prof. Grillot, Paris, über Zusammenhänge von Dipoleffekt und Phosphoreszenz von Halbleitern, und Prof. Marinescu, Bukarest, über neue Gesichtspunkte für den Entwurf dynamischer Lautsprecher.
Es war zu spüren, daß dieses vielversprechende Unternehmen, in regelmäßigem Turnus ein internationales Kolloquium abzuhalten, noch mit Schwierigkeiten zu kämpfen hat. Das Niveau der Vorträge war sehr unterschiedlich und demzufolge auch die Diskussion. Sehr nutzbringend und fruchtbar waren aber die zwanglosen Unterhaltungen während der Pausen und abends, und hierin sollte man, wie schon gesagt, einen nicht unerheblichen Teil des Nutzeffektes einer solchen Tagung sehen. Die meisterhafte Organisation bewies das Bemühen des Veranstalters, zur internationalen wissenschaftlichen Zusammenarbeit der Völker aktiv beizutragen. Wir möchten besonders alle Wissenschaftler und Spezialisten der DDR zur Mitarbeit auffordern, um dem III. Kolloquium im nächsten Jahr zu einem noch besseren Erfolg zu verhelfen. Das ist nicht nur möglich durch eigene Beiträge zum Vortragsprogramm, sondern auch durch Einladungen ausländischer Fachkollegen als Referenten oder Gäste. Die Leitung der Hochschule für Elektrotechnik in Ilmenau wird sicher jede Anregung gern entgegennehmen.
Kuckelt

RÖHRENINFORMATION

DL 94 Teil 1

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze



Maximale Kolbenabmessungen

Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen

Aufbau

Batterie-Miniaturröhre mit sieben Stiften, senkrecht auf dem Preßteller aufgebaut. Das System enthält zwei gleiche Heizfäden, die sowohl parallel als auch in Serie geschaltet werden können, da der Mittelanschluß an einen besonderen Sockelstift geführt ist.

Verwendung

Die DL 94 ist eine Endpentode für größere Batterieempfänger und für Geräte mit Batterie- und Netzanschluß ≅. Sie wurde speziell für Empfänger geschaffen, für die eine Speisespannung von 90 V und darüber zur Verfügung steht.

Man kann bei der DL 94 auch eine Sparschaltung verwenden und nur einen Heizfaden benutzen. Die erzielbare Sprechleistung ist dann aber nur halb so groß.

Speist man den Empfänger aus einer 2,8-V-Heizbatterie, so kann man die Heizfäden der Röhren hintereinander schalten. Die Sprechleistung ist aber etwa 10% geringer als bei Parallelschaltung der Heizfäden. Eine Serienschaltung wird vor allem bei Geräten mit Batterie- und Netzanschluß ≅ verwendet. Bei Netzbetrieb schaltet man beide Heizfäden ein, bei Batteriebetrieb nur einen. Zu beachten ist aber, daß im letzteren Fall der Ausgangswiderstand doppelt so groß sein soll als bei Einschalten beider Heizfäden. Es muß also auch die Primärseite des Ausgangstransformators umgeschaltet werden. Bei Serienschaltung der Heizfäden des Empfängers ist zu beachten, daß der Heizstrom der DL 94 bei Hintereinanderschaltung beider Heizfäden immer noch doppelt so groß ist als der Heizstrom von Vorröhren der 96er Serie. Es müssen dann also immer zwei Röhren der 96er Serie mit ihren Heizfäden parallel geschaltet werden.

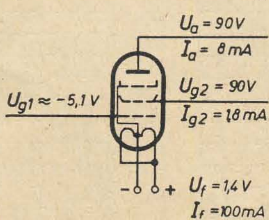


Paralleltypen

Die amerikanische Bezeichnung für die DL 94 ist 3 V 4. Die DL 95 = 3 Q 4 unterscheidet sich von der DL 94 nur durch die Sockelstiftanordnung.

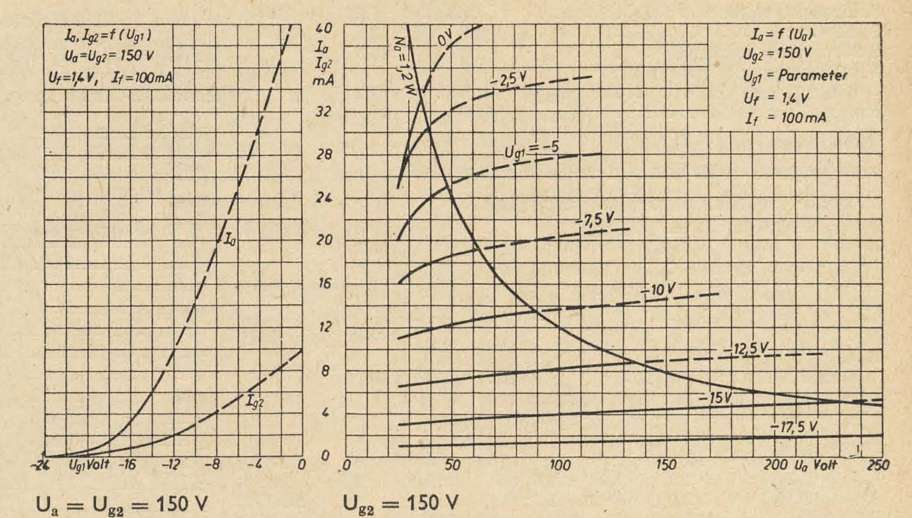
Hersteller

Die DL 94 wird vom VEB Röhrenwerk Anna Seghers, Neuhaus am Rennweg, gefertigt.

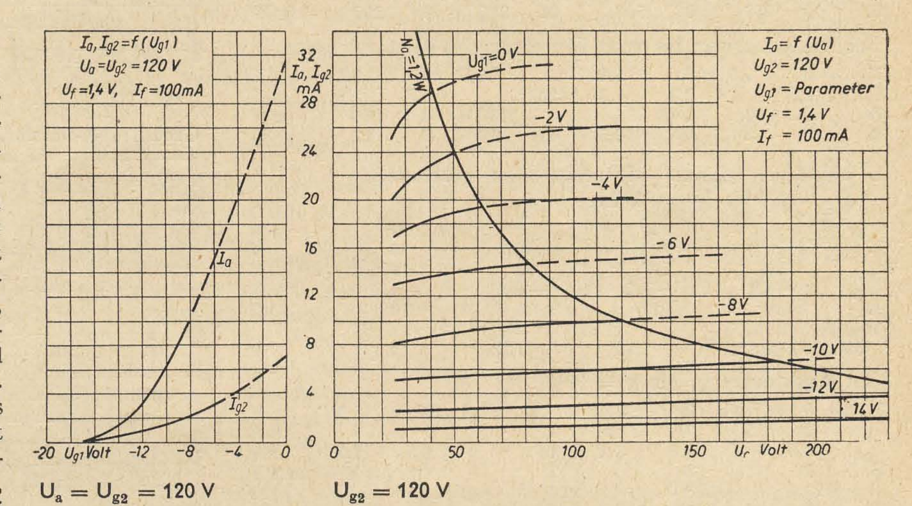


Meßschaltung

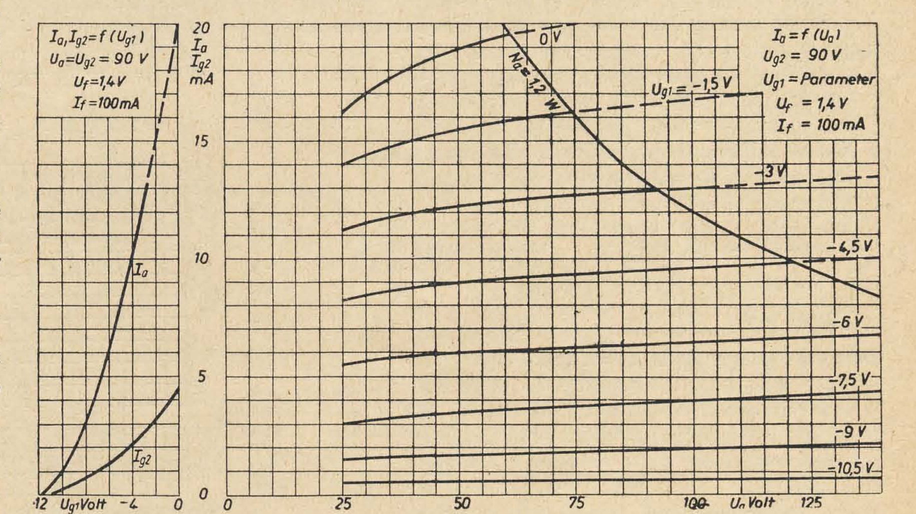
Statische Kennlinien bei $U_f = 1,4$ V, $I_f = 100$ mA



$U_a = U_{g2} = 150$ V $U_{g2} = 150$ V



$U_a = U_{g2} = 120$ V $U_{g2} = 120$ V

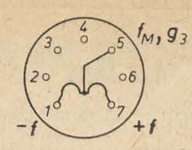


$U_a = U_{g2} = 90$ V $U_{g2} = 90$ V

Anodenstrom und Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung

Heizung



Direkt geheizte Oxydkatode für Batteriebetrieb, für Betrieb mit Gleichstrom und mit gleichgerichtetem, gesiebten Wechselstrom.

Vorläufige Daten

Meßwerte

Anodenspannung	U_a	120	90	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	120	90	V
Gittervorspannung	U_{g1}	−8,1	−5,1	V
Anodenstrom	I_a	10	8	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	2,3	1,8	mA
Steilheit	S	2	2	mA/V
Schirmgitterdurchgriff	D_{g2}	13,7	13,7	%
Verstärkungsfaktor zwischen Gitter 2 und Gitter 1	$\mu_{g2/g1}$	7,3	7,3	
Innenwiderstand	R_i	110	110	kΩ

Betriebswerte der DL 94 als Endpentode in Eintakt-A-Schaltung

a) beide Heizfäden parallel geschaltet
$U_f = 1{,}4$ V, $I_f = 100$ mA

U_b	120		90		V
U_a	120	113	90	86	V
U_{g2}	120	113	90	86	V
U_{g1}	−8,1	−7,1	−5,1	−4,5	V
R_a	8	8	8	8	kΩ
$\mathfrak{U}_{g1\,eff}$ (50 mW)	1,3	1,3	1,35	1,35	V

Bei Aussteuerung bis k = 10%:

$\mathfrak{U}_{g1\,eff}$	0	5	0	4,9	0	4,1	0	4	V
I_a	10	10	10	10	8	8	8	8	mA
I_{g2}	2,3		2,3	3,4	1,8		1,8	2,7	mA
S	2		2		2		2		mA/V
R_i	110		110		110		110		kΩ
$\mathfrak{N}$	0	550	0	500	0	310	0	280	mW

Bei Aussteuerung bis zum Einsetzen des Gitterstromes:

$\mathfrak{U}_{g1\,eff}$	0	6,6	0	5,9	0	4,5	0	4,1	V
I_{g2}	2,3		2,3	4,3	1,8		1,8	2,8	mA
$\mathfrak{N}$	0	350	0	300	0	180	0	160	mW
k	0	15	0	14,5	0	13	0	12	%

b) beide Heizfäden hintereinander geschaltet
$U_f = 2{,}8$ V, $I_f = 50$ mA

U_b	120		90		V
U_a	120	113	90	86	V
U_{g2}	120	113	90	86	V
U_{g1}	−8,1	−7,2	−4,2	−4,3	V
R_a	10	10	10	10	kΩ
$\mathfrak{U}_{g1\,eff}$ (50 mW)	1,35	1,35	1,35	1,4	V

Bei Aussteuerung bis k = 10%:

$\mathfrak{U}_{g1\,eff}$	0	4,8	0	4,4	0	3,8	0	3,7	V
I_a	9	9	9	8,8	8	8	7	7	mA
I_{g2}	1,8		1,8	3,4	1,7		1,5	2,5	mA
S	2		2		2		1,9		mA/V
R_i	120		120		120		120		kΩ
$\mathfrak{N}$	0	500	0	420	0	280	0	250	mW

Bei Aussteuerung bis zum Einsetzen des Gitterstromes:

$\mathfrak{U}_{g1\,eff}$	0	6,6	0	6,1	0	4	0	4	V
I_{g2}	1,8		1,8	4,3	1,7		1,5	2,8	mA
$\mathfrak{N}$	0	620	0	525	0	290	0	270	mW
k	0	17	0	16	0	12	0	11,5	%

c) Sparschaltung; nur ein Heizfaden eingeschaltet
$U_f = 1{,}4$ V, $I_f = 50$ mA

U_b	120		90		V
U_a	120	113	90	86	V
U_{g2}	120	113	90	86	V
U_{g1}	−8,5	−7,5	−5,5	−4,5	V
R_a	20	20	20	20	kΩ
$\mathfrak{U}_{g1\,eff}$ (50 mW)	1,7	1,7	1,8	1,8	V

Bei Aussteuerung bis k = 10%:

$\mathfrak{U}_{g1\,eff}$	0	5,1	0	5,1	0	4,1	0	3,9	V
I_a	5		5	5	4,5		4,5	4,2	mA
I_{g2}	1		1	1,9	0,8		0,9	1,6	mA
S	1		1		1		1		mA/V
R_i	200		180		200		180		kΩ
$\mathfrak{N}$	0	290	0	250	0	170	0	150	mW

Bei Aussteuerung bis zum Einsetzen des Gitterstromes:

$\mathfrak{U}_{g1\,eff}$	0	7,2	0	6,3	0	4,7	0	4,2	V
I_{g2}	1		1	2,6	0,8		0,9	1,7	mA
$\mathfrak{N}$	0	350	0	300	0	180	0	160	mW
k	0	15	0	14,5	0	13	0	12	%

a) Parallelspeisung

		Heizfäden parallel geschaltet	Nur ein Heizfaden	Heizfäden in Serie geschaltet	
Heizspannung	U_f	1,4	1,4	2,8	V
Heizstrom	I_f	100	50	50	mA
hierbei −f an Stift		5	5	1	
+f an Stift		1+7	7	7	

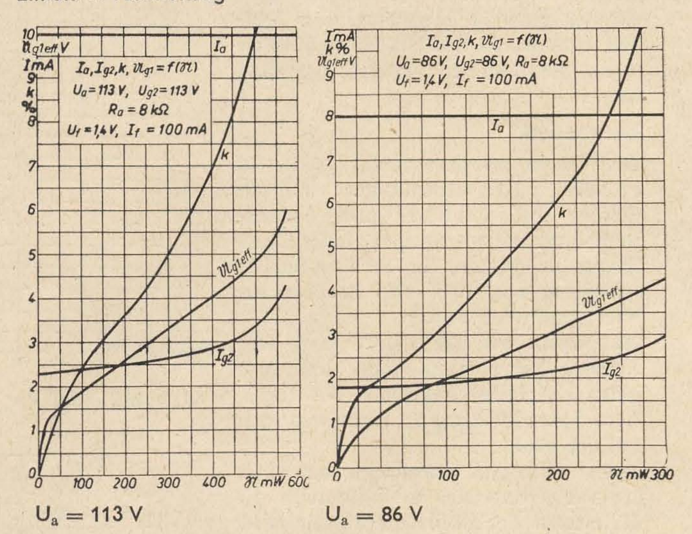
b) Serienspeisung

Heizspannung	U_f	1,3	1,3	2,6	V
Heizstrom	I_f	96	48	48	mA
hierbei −f an Stift		5	5	1	
+f an Stift		1+7	7	7	

Klirrfaktor- und Aussteuerungskurven

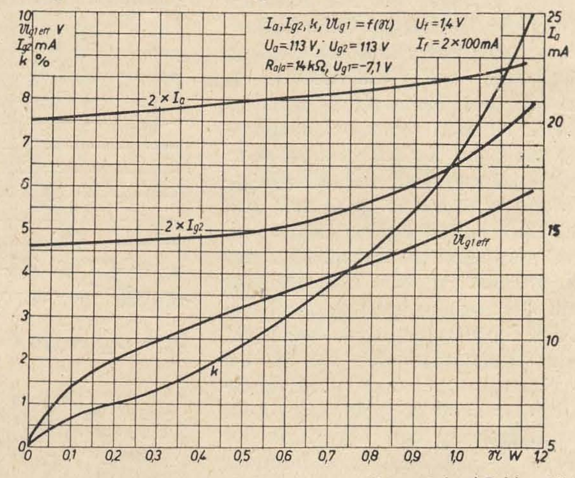
bei $U_f = 1{,}4$ V, $I_f = 100$ mA

Eintakt-A-Verstärkung



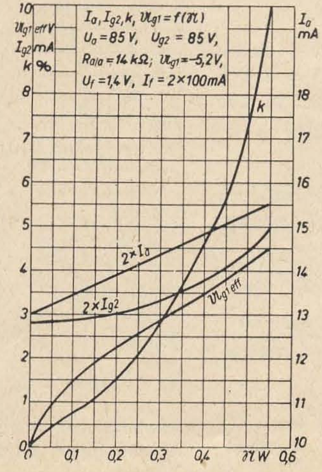
$U_a = 113$ V $\quad U_a = 86$ V

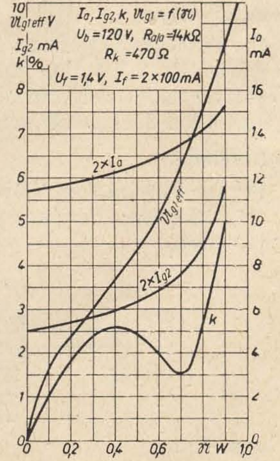
Gegentakt-A-Verstärkung



$U_a = 113$ V ▲ $\quad U_a = 85$ V ▼

Gegentakt-AB-Verstärkung
$U_b = 120$ V





Literaturkritik und Bibliographie

Autorenkollektiv

„richtig verpacken — modern verpacken“

Verlag Die Wirtschaft, Berlin

108 Seiten, 65 Bilder, 1 graf. Darstellung, 10 Schemata, 6,50 DM

Mit diesem Heft trägt der Verlag Die Wirtschaft einem aktuellen Bedürfnis breiter Kreise in Industrie, Verkehr und Handel Rechnung. Von großem Interesse sind dabei die Fragen, wie Verlustursachen beim Transport und in der Lagerung aufgespürt und beseitigt werden können. Es ist offensichtlich, daß die Verpackung bei dem Senken der Zirkulationskosten einen erheblichen Einfluß hat. Aber auch im Zusammenhang mit der Verbesserung der Lebenslage der Bevölkerung verdient die Verpackung beachtet zu werden, da sie doch ausnahmslos auf jeden Käufer wirkt. Das Heft „richtig verpacken — modern verpacken“ soll die Aufmerksamkeit und das Interesse auf diese Frage lenken.

Die Broschüre beschäftigt sich mit aktuellen Rationalisierungsproblemen und gibt einen Einblick in den Stand unserer Verpackungsindustrie. Sie vermittelt einen gründlichen Überblick über die Herstellung, konkrete Einsatzmöglichkeiten und den ökonomisch-technischen Nutzeffekt neuer, richtiger Verpackungsmaterialien und -mittel. Alle Autoren gehen in ihren Beiträgen von dem in der Verpackung führenden Ländern erreichten Stand aus. basieren mit ihren Vorschlägen jedoch in jedem Falle auf den bei uns vorhandenen Möglichkeiten des Materialeinsatzes. In Anbetracht der Tatsache, daß es in den sozialistischen Ländern auf dem Gebiet der Verpackung ebenfalls außerordentlich wenig Fachliteratur gibt (nur in Polen und in der CSR erscheinen vierteljährlich Fachzeitschriften) und im Hinblick auf die systematische Gestaltung der Broschüre wird diese Kollektivarbeit überall auf reges Interesse stoßen.

Prof. A. A. Schaposchnikow

Elektronen- und Ionenröhren

Deutsche Redaktion: Prof. Dr.-Ing. H. Frühauf

Verlag Technik, Berlin, 1957

430 Seiten, 341 Bilder, 34 Tabellen

DIN B 5. Ganzlederin 35,— DM

Der Titel „Elektronen- und Ionenröhren“ ist eigentlich irreführend. Man könnte den Eindruck gewinnen, daß es einerseits Röhren gibt, bei denen man mit Elektronenströmen arbeitet, und andererseits Röhren, die mit Ionenströmen arbeiten. In Wirklichkeit arbeitet man aber nur mit Elektronenströmen, und da sind die sonst im Deutschen üblichen Bezeichnungen „Hochvakuum-Elektronenröhren“ und „gasgefüllte Elektronenröhren“ viel richtiger. Der Ausdruck „Ionenröhren“ sollte besser erst gar nicht in die Literatur eingeführt werden.

Zu begrüßen ist, daß es sich nicht um eine einfache Übersetzung des russischen Buches handelt, sondern daß die deutsche Bearbeitung vor allem auf deutsche Röhren abgestellt wurde und daß auch Fotos von deutschen Röhren gebracht wurden.

In den ersten Kapiteln des Buches werden die grundlegenden Gesetze der elektronischen Erscheinungen und der Elektronenemission und ihre Anwendung bei Dioden und Trioden dargelegt. Ein weiteres umfangreiches Kapitel behandelt die Empfänger-, Verstärker- und Senderöhren. Anschließend wird auf die Röhren zur Erzeugung und zum Empfang von Hoch- und Höchstfrequenzschwingungen eingegangen. die ja von Tag zu Tag größere Bedeutung gewinnen. Die beiden folgenden Kapitel behandeln elektronenoptische Begriffe und ihre praktische Anwendung bei Oszillografenröhren, Bildaufnahme- und Bildwiedergaberöhren sowie Fotozellen und Sekundärelektronenvervielfacher.

Des weiteren werden die Gesetze der Elektronenemission in verdünnten Gasen sowie die verschiedenen Arten von Gasentladungsgefäßen behandelt. In einem letzten Kapitel werden noch entladungslose Röhren — Eisenwasserstoffwiderstände, Vakuumthermoelemente und Vakuumkondensatoren — beschrieben.

Das Buch von Schaposchnikow zeichnet sich durch eine leichtverständliche und doch wissenschaftlich exakte Darstellungsweise, die dem neuesten Stand der wissenschaftlichen Erkenntnis gerecht wird, aus. Es ist gewissermaßen ein „kleiner Barkhausen“. Die Formeln, Kurzzeichen und Formelzeichen entsprechen der in deutschen Fachbüchern üblichen Darstellungsweise, so daß das Buch sehr gut als Lehrbuch für das Röhrengebiet an den Technischen Hoch- und Fachschulen sowie beim Selbststudium dienen kann. Da auch die gasgefüllten Röhren — die ja bei den elektronischen Steuer- und Regelgeräten unentbehrlich sind — ausführlich behandelt werden, kann das Buch dem Ingenieur, Studenten und Techniker, der von anderen Disziplinen kommt und sich mit steigender Automatisierung mit dem Gebiet der Elektronik vertraut machen muß, als gute Einführung in das Röhrengebiet dienen. All diesen Kreisen kann das Buch auf das wärmste empfohlen werden.

Kunze

K. H. Jürgen Rottgardt, Wolfgang Berthold und Helmut Lutz

Fernsehbildröhren für Schwarz-Weiß-Fernsehen

Verlag Rudolf A. Lang, Berlin-Charlottenburg

145 Seiten, 95 Bilder, 12,40 DM

Mit wachsender Zahl der Fernsehteilnehmer in beiden Teilen Deutschlands hat sich der Personenkreis, der sich beruflich oder aus Liebhaberei mit dem Fernsehempfänger näher befaßt, erheblich ausgedehnt. Der Händler ebenso wie der Servicemann und der Reparaturtechniker zeigen neben dem schöpferischen Amateur steigendes Interesse an den technischen Einzelheiten des Fernsehempfängers. Seine Schaltung ist ihnen zwar verhältnismäßig verständlich, da hier Voraussetzungen aus der Rundfunk- und UKW-Technik vorhanden sind. Mehr oder minder geheimnisvoll erscheint jedoch den meisten Menschen auch heute noch die Bildröhre. Es ist daher begrüßenswert, daß der Versuch unternommen wurde, diese Bildröhre dem Verständnis eines möglichst großen Personenkreises näherzubringen. Zweifellos wird damit nicht nur einem vielfach gehegten Wunsch Rechnung getragen, sondern auch dem Kundendienst und der Reparaturwerkstatt wesentliche Hilfe zuteil.

Wie die Einleitung besagt, haben sich die Autoren Mühe gegeben, das Wichtigste über die Bildröhre in kurzgefaßter Darstellung zu bringen. Neben den Hauptteilen der Bildröhre sind ihre Funktion und ihre Eigenschaften erläutert. Die notwendigen äußeren Zubehörteile, wie Ablenksystem usw., wurden ebenfalls nicht vergessen. Interessant und aufschlußreich ist auch das Kapitel über die Geschichte der Bildröhren, das von der Beschreibung der ersten Braunschen Röhre aus dem Jahre 1897 bis zur modernen 61-cm-Röhre mit 90° Ablenkwinkel einen kurzen Abriß der Entwicklung bringt. Die Bildröhrenproduktion der DDR, die bereits im Jahre 1951 mit der 23-cm-Röhre eine Auflage von 45000 Stück erreichte, ist leider nicht erwähnt.

Der spezielle Teil beginnt mit der eingehenden Beschreibung der Kolben. Allerdings dürfte heute den Metallkolben praktisch nur noch historisches Interesse zukommen. Selbst im Ursprungsland dieser Kolbenart macht man heute kein Geheimnis daraus, daß sie, gemessen an den Glaskolben, unwirtschaftlich ist. Beim Elektronenstrahlsystem im dritten Kapitel ist der Versuch, sowohl die Elektronenoptik als auch die praktische Ausführung auf engem Raum zu beschränken, wohl nicht ganz geglückt. Es ist sicher sehr schwer, dieses so umfangreiche Gebiet in kurzgefaßter Form und geeigneter Darstellung zu bringen. Eine Beschränkung auf einige wesentliche, aber verständliche Dinge, ohne Benutzung von Begriffen, die besonderer Erklärung bedürfen, würde dem Leser sicher entgegenkommen.

Im Gegensatz dazu ist im Kapitel über den Bildschirm verwirklicht, was die Einleitung ankündigt, daß für einen weiteren Leserkreis Neues und Interessantes geboten wird. Abgesehen von der vielleicht etwas schwierigen und gewisse Voraussetzungen fordernden Erklärung des Emissionsvorganges aus dem Energieschema sind die Abschnitte über die Leuchtstoffe, den Leuchtschirm und seine Eigenschaften sowie die Wirkung der Elektronen und Ionen auf den Schirm allgemeinverständlich und nach den neuesten Erkenntnissen abgefaßt. Ergänzt sei hier, daß die x-förmige Gestalt des positiven Ionenflecks nicht, wie der Verfasser meint, auf der rechteckigen Kolbenform beruht. Nach hiesigen Erfahrungen tritt sie auch bei runden Kolben in gleicher Weise auf. Ihre Ursache liegt vermutlich in der rechteckigen Gestalt des Rasters.

Das Kapitel über die Herstellung des Elektronenstrahlsystems könnte ohne Schaden für das Büchlein fehlen. Die Technologie des Elektronenstrahlsystems, von der Vorbereitung des Materials über die Herstellung der Teile bis zum fertigen System, ist so mannigfaltig, daß eine Darstellung im Telegrammstil mißlingen muß. Der Leser bekommt durch den höchstens zwei Druckseiten umfassenden Abschnitt eine falsche Vorstellung und vermag den Zweck der vielen nur angedeuteten Maßnahmen nicht einzusehen. Dagegen geben die Ausführungen über die Herstellung der Bildröhren eine recht gute Übersicht über die Produktion eines bestimmten Werkes, wahrscheinlich der Firma Lorenz. Vermutlich dürfte aber die in Westdeutschland modernste Fertigung zur Zeit im Telefunken-Werk Ulm laufen, und es wäre interessant gewesen, wenn die Autoren auch hierüber einiges Material gebracht hätten, zumal bekannt ist, daß man dort weitgehend mechanisiert hat.

Besonderer Erwähnung würdig ist das Kapitel über die Eigenschaften von handelsüblichen Bildröhren, da es außerordentlich sorgfältig bearbeitet ist und eine Fülle interessanter Einzelheiten auf geringem Raum enthält. Erwähnt sei nur, daß selbst die für die Glasqualität der Frontscheiben so wichtige Fehlerbedingung für Glasblasen und andere Unreinheiten mit allen Einzelheiten wiedergegeben ist. Manchem Leser wird aus den Angaben erst klar werden, daß auch in dieser Hinsicht technische Grenzen gesetzt sind.

Schließlich ist auch das letzte Kapitel über die Ablenkeinheit, die Fokussierung, den Zeilentransformator und die Erzeugung der Hochspannung für die Bildröhre sowie den Ionenfallenmagneten recht aufschlußreich und dürfte ausreichen, zum Studium der angegebenen Literatur anzuregen. Berücksichtigt man allerdings, daß dieses Büchlein mehr für den Röhrenbenutzer als für den Röhrenfachmann gedacht ist, so dürfte vielleicht eine spätere Erweiterung dieses Abschnittes empfehlenswert sein.

Zusammenfassend muß man sagen, daß bei aller guten Absicht das vorliegende Büchlein etwas die einheitliche Form vermissen läßt und mehr ein Symposion von Einzeldarstellungen ist. Erfolgreicher hätte einer der Autoren des 4. bzw. 7. Kapitels die literarische Arbeit allein durchgeführt. Die stilistischen und anderen Schwächen des 5. und 6. aber auch 3. Kapitels beeinträchtigen den sonst guten Eindruck des übrigen Teiles.

Dr. Klang

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Neuauflagen und Neuerscheinungen

Lindner, Helmut, *Elektro-Aufgaben.* Band II: Wechselstrom. 144 Seiten, 211 Bilder, DIN C 5, kart. 5,80 DM. Fachbuchverlag Leipzig.

Lange, Heinz, Ing., *Empfänger-Schaltungen der Radio-Industrie.* Band X: Czeija, Nissl & Co. Eumig — HEA — Horny — Ingelen — Kapsch. 394 Seiten, DIN A 5, Halbleinen 12,— DM. Fachbuchverlag Leipzig.

Lindner, Helmut, *Lehrbuch der Physik für Techniker und Ingenieure.* Band I: Mechanik der festen Körper, Flüssigkeiten und Gase. 5., verbesserte Auflage. 161 Seiten, 310 Bilder, DIN C 5, Halbleinen 5,80 DM.

Band II: Wärmelehre-Akustik-Optik. 4., verbesserte Auflage. 189 Seiten, 317 Bilder, 1 Farbtafel, Halbleinen 7,50 DM.

Band III: Elektrizitätslehre und Atomphysik. 2., verbesserte Auflage. 216 Seiten, 377 Bilder, Halbleinen 9,50 DM. Fachbuchverlag Leipzig.

PAR — precision approach radar = Präzisionsanflugradar
parsec — Parallaxe - Sekunde (Längenmaßeinheit in der Astronomie: 1 parsec = 3,26 Lichtjahre ≈ $31 \cdot 10^{12}$ km)
PAT — Platzanschaltetaste
PAW — Platzanschaltewähler
PAX — private automatic exchange = private Fernsprechnebenstellenwählanlage (= PABX)
Pb — Blei, chemisches Element
PBW — Platzbezeichnungswähler
PBX — private branch exchange = private Fernsprechnebenstellenanlage
PC — paper core (cable) = Papierkabel
— patrol craft = Schnellboot
— per cent = Prozent (%)
— port call = Hafenfunk
— printed circuit = gedruckte Schaltung
— pulsating current = pulsierender Strom
p.c. — per cent = Prozent (%)
pcf — pound per cubic foot = Pfund pro Kubikfuß; 1 pcf = $16 \frac{\text{mg}}{\text{cm}^3}$
PCM — pulse code modulation oder: pulse count modulation = Pulse-Code-Modulation
Pd — Palladium, chemisches Element
pdl. — poundal = absolute britische Krafteinheit
PDM — pulse duration modulation = Pulslängen-Modulation (deutsch: PLM) (auch: Pulsbreite-Modulation)
p.e. — par example = z. B. (zum Beispiel; vgl. auch e.g., f.e. und f.i.
PEC — photo-electric cell = Fotozelle
PF — power factor = Leistungsfaktor
— pulse frequency = Impulsfolgefrequenz (= PRF)
PFM — Pulsfrequenz-Modulation (engl.: FTM) (auch: Pulsabstands-Modulation)
ph — phantom = Phantomschaltung
— phase = Phase
— phot (Maßeinheit für die Lichtstärke: 1 ph = 1 Lumen/cm²)
— picohenry = pH
phone — headphone = Kopfhörer
— telephony = Fernsprechen
PI — paper insulated (cable) = papierisoliertes Kabel, Papierkabel
— performance index = Gütefaktor
— position indicator = Positionsanzeiger
— power input = zugeführte Leistung, Eingangsleistung
PIEE — Proc. IEE = Proceedings of the Institution of Electrical Engineers = Name einer britischen Fachzeitschrift: Tätigkeit des Verbandes britischer Elektroingenieure
PILC — paper insulated lead compounded (cable) = vergossenes Bleikabel mit Papierisolation
PIRE — Proc. IRE = Proceedings of the Institute of Radio Engineers = Name einer amerikanischen Fachzeitschrift: Tätigkeit des Institutes für Funkingenieure
PIX, pix — picture = Bild (Fernsehen), Film
pk. — peck (= Viertelscheffel); brit. Hohlmaß = 9,086 l
PL — Prüflampe, Platzlampe
Pl — Vermittlungsplatz, Platz
PLC — power-line carrier = TF-Fernsprechen über Starkstromleitungen
PLM — Pulslängen-Modulation (engl.: PDM oder DTM) (auch: Pulsbreite-Modulation)
PLT — Platztastenlampe
PLU — Platzumschalter
PLW — papierumhüllte Leitung (Freileitung), wetterfest
PLWA — papierumhüllte Leitung (Freileitung), wetterfest, Aluminium
PLWB — papierumhüllte Leitung (Freileitung), wetterfest, Bronze
PLWC — papierumhüllte Leitung (Freileitung), wetterfest, Kupfer
PM — Permanentmagnet = Dauermagnet
— phase-modulation = Phasenmodulation
— pulse-modulation = Impulsmodulation
p.m. — post meridiem = nachmittags
PMBX — private manuel branch exchange = private handbediente Nebenstellenanlage
PMW — pulse modulated wave = impulsmodulierte Welle
PNM — pulse-numbered modulation = Impulszahlmodulation
PO — petites ondes (frz. Bezeichnung der Wellen im Bereich von 520 bis 1600 kHz)
— post office = Postamt
— power output = Ausgangsleistung, abgegebene Leistung
— primary outlet = Verteilfernamt
— pulse oscillator = Impulsgenerator
P.O. — postal order = Postanweisung
P.O.O. — post office order = Postanweisung
POSB — post office savings bank = Postsparkasse
PP — peak power = Spitzenleistung, Oberstrichleistung
— plate power dissipation = Anodenverlustleistung
— postage paid = Porto bezahlt
p-p — peak to peak = von Spitze zu Spitze, Spitze/Spitze gemessen
— push-pull = Gegentakt
PPI — plan position indicator = Panoramaanzeiger (Bildschirm)
PPM — Pulsphasen-Modulation (engl.: PTM) (auch: Pulslage-Modulation)
p.p.m. — parts per mille = Promille (‰)
PPPA — push-pull power amplifier = Gegentaktverstärker
PPPI — P³I = precision plan-position indicator = Präzisions-Panorama-Anzeiger
PPPPI — P⁴I = photographic projection-PPI = Großbildprojektions-PPI
pps — periods per second = Hertz (Hz)
— pound per square inch = Pfund pro Quadratzoll $\left(1\,\text{pps} = 0{,}07 \frac{\text{kg}}{\text{cm}^2}\right)$
— pulse per second = Impulsfrequenz, Pulsfolgefrequenz
Pr — Praseodym, chemisches Element
PRF — pulse-recurrence (-repetition) frequency = Pulsfolgefrequenz (= PF)
Proc. IEE — PIEE
Proc. IRE — PIRE
PRR — pulse-recurrence (-repitition) rate = Impulsübertragungsverhältnis
PS — Pferdestärke (Maßeinheit für die mechanische Leistung) $1\,\text{PS} = 75 \frac{\text{mkg}}{\text{s}} = 0{,}736\,\text{kW}$
p/s — période par seconde = Hz
psf — pound per square foot = Pfund pro Quadratfuß $\left(1\,\text{psf} = 4{,}88 \frac{\text{kg}}{\text{cm}^2}\right)$
psi — pound per square inch = Pfund pro Quadratzoll $\left(1\,\text{psi} = 0{,}07 \frac{\text{kg}}{\text{cm}^2}\right)$
P.S.T. — Pazific Standard Time = Pazifische Normalzeit
PT — Postes et Télégraphes = Post- und Telegrafiewesen
— Prüftaste
Pt — Platin, chemisches Element
pt. — pint (brit. Hohlmaß = 4 gills = 0,568 l)
PTM — phase (pulse-)time modulation = Pulsphasen-Modulation (deutsch: PPM) (auch: Pulslage-Modulation)
p.t.o. — please turn over = bitte wenden (b. w.)
PTT — Postes, Télégraphes et Téléphones; Postes et Télécommunications = Post- und Fernmeldewesen
p.v.t. — par voie télégraphique = telegrafisch
PWM — pulse-width modulation = Impulsbreitenmodulation
PWR — power amplifier = End-, Ausgangs-, Leistungsverstärker
p-z — peak to zero = von Spitze zu Null (gemessen)

Q

Q — Blindleistung (nach IEC)
— Elektrizitätsmenge
— Gütefaktor $\left(\text{z. B. für eine Spule: } Q = \frac{\omega L}{R}\right)$
— quad = Viererkabel
Q, q — Ladung; Ladung des Elektrons $q_0 = 1{,}60 \cdot 10^{-19}$ As = 4,774 E.S.E.
— Querschnittsfläche
q — Quadrat . . . (z. B. qm, qkm)
q, q^{al}, q^x — quintal, quintaux = $\frac{1}{10}$ t = 100 kg
q^{er} — quartier = Viertel
qagc, qavc — quiet automatic gain (volume) control = verzögerte automatische Empfindlichkeitsregelung
QPP — quiescent push-pull (amplification) = Gegentakt(verstärkung) in B-Schaltung
qr. — quarter = 12,5 kg
qt. — quart (brit. Hohlmaß = 2 pints = 1,136 l)
q.v. — quod videas = siehe dort
QWA — quarter wave aerial (antenna) = $\frac{\lambda}{4}$-Antenne, Viertelwellenantenne

R

R — Radius (auch: r)
— (rein ohmscher) Widerstand, reeller Widerstand; $R = \varrho \cdot \frac{l}{q}$
— Réaumur, $R = \frac{4}{5}\,C = \frac{4}{9}\,(F - 32°)$
— rectifier = Gleichrichter
— Runddrahtbewehrung (bei Leitungskurzbezeichnungen)
R_a — Außen-, Arbeits-, Anodenwiderstand (auch: R_A)
R_g — Gitterwiderstand (einer Röhre)
R_I — Isolationswiderstand
R_i — Innenwiderstand
R_{in} — input resistance = Eingangswiderstand
R_m — Magnetischer Widerstand
R_O — Oberflächenwiderstand
R_0 — universelle Gaskonstante
— Leiter mit kreisförmigem Querschnitt (angehängter Buchstabe an Leitungskurzbezeichnungen, z. B. NKBA 3 × 150 r 15 kV)
r — Radius (auch: R)
r_p — plate resistance = innerer Widerstand (R_i) von Röhren
ϱ — (rho) = spezifischer Widerstand
Ra — Radium, chemisches Element
Rabbit — a target (radar) = Radarziel
RAC — rectified alternating current = gleichgerichteter Wechselstrom
— rules of the air and air traffic control = Vorschriften für den Luftverkehr und die Flugsicherungskontrolle